



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

EFFECTO DE LA DISPERSIÓN DEL MAPEO DE LAS PORTADORAS EN EL SNR Y
EN EL PAPR EN SISTEMAS DE LTE USANDO SC-FDMA

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE
MAGÍSTER EN INGENIERÍA DE REDES DE COMUNICACIONES

JHILMAR MOLINA COLQUE

PROFESOR GUÍA:
CLAUDIO IGNACIO ESTÉVEZ MONTERO

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
CESÁR AUGUSTO AZURDIA MEZA
ISMAEL SOTO GÓMEZ

SANTIAGO DE CHILE
2017

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR
AL TÍTULO DE MAGÍSTER EN INGENIERÍA DE REDES DE COMUNICACIONES
POR: JHILMAR MOLINA COLQUE
FECHA: 2017
PROF. GUÍA: CLAUDIO IGNACIO ESTÉVEZ MONTERO

EFFECTO DE LA DISPERSIÓN DEL MAPEO DE LAS PORTADORAS EN EL SNR Y EN EL PAPR EN SISTEMAS DE LTE USANDO SC-FDMA

Un estudio exhaustivo de las técnicas modernas de modulación es esencial para el diseño de sistemas futuros. Las tecnologías basadas en OFDM, como LTE, se están volviendo más penetrantes a medida que los sistemas descendientes de LTE han adoptado esta técnica de modulación. Los sistemas celulares inalámbricos 5G probablemente seguirán esta tendencia. Es importante estudiar las fortalezas y debilidades de las modulaciones basadas en OFDM para mejorar el rendimiento con las nuevas generaciones. Por esta razón, es esencial determinar qué componentes contribuyen al rendimiento del sistema y eliminar o reemplazar aquellos que no lo hacen.

Se estudió un sistema de SC-FDMA usando varios métodos de mapeo de portadoras. En este trabajo se realizó dos tipos de estudios: 1) Análisis exhaustivo del mapeo de las portadoras de SC-FDMA, específicamente SC-LFDMA y SC-IFDMA. Para estudiar las fortalezas y debilidades de SC-LFDMA y SC-IFDMA se genera un escenario donde se considera el canal AWGN y 2) Para poder enfatizar los beneficios de SC-IFDMA se genera dos escenarios: a) Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN y b) Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN. El ruido estudiado en este trabajo es el AWGN. Específicamente se quiere estudiar el beneficio de los tipos de mapeo de portadoras usando redundancia. Como escenario de control se utiliza el mismo esquema pero sin redundancia.

La modulación ascendente de LTE implementa SC-LFDMA, que tiene un PAPR alto comparado con el SC-IFDMA. Se argumenta que SC-LFDMA tiene un alto E_b/N_0 , sin embargo, aquí se demuestra que sólo la varianza de la E_b/N_0 se incrementa, pero el promedio sigue siendo el mismo en un escenario donde se considera el canal AWGN. En un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN, la E_b/N_0 de SC-IFDMA es superior a SC-LFDMA, en el escenario de control y también para el caso con redundancia. Para un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN se demuestra que la E_b/N_0 de SC-LFDMA es superior a SC-IFDMA en un escenario con redundancia, pero al tener alto BER el SC-LFDMA, el SC-IFDMA es mejor. Para el escenario de control, la E_b/N_0 de SC-IFDMA es igual a SC-LFDMA, pero al tener alto BER el SC-LFDMA, el SC-IFDMA es mejor. En términos de PAPR, para todos los casos y escenarios el SC-IFDMA tiene un PAPR bajo comparado con el SC-LFDMA.

A pesar de que LTE utiliza SC-LFDMA, las tecnologías futuras deberían considerar el estudio de los beneficios del SC-IFDMA, ya que se demuestra que tiene mucho que ofrecer. En particular, para las transmisiones ascendentes, ya que es más eficiente desde el punto de vista energético y no parece haber un compromiso de rendimiento significativo. Por lo tanto, se debe seleccionar una técnica de modulación de PAPR baja, tal como SC-IFDMA, para transmisiones ascendentes de redes celulares inalámbricas de próxima generación.

A mis padres Elena y Mauro.

Agradecimientos

A Dios, por permitirme llegar a este momento tan especial en mi vida. A mi familia, por no permitir que baje los brazos y estar muy pendientes de mí.

A mis compañeros de maestría, en especial a Andrés Córdova, Daniel Orellana, Hugo Cárdenas, Andy Cárdenas, Rosita Rodríguez, Pablo Palacios, Diego Gonzalez, Rafaela Ortega, Jesús Bravo, Jorge Flores y Lenin Vargas quienes se convirtieron en mi familia por el tiempo que estuve en Chile. A mi amigo Fabio Soto por estar siempre listo a darme una mano y ayudarme en cualquier adversidad.

A mi profesor guía Claudio Estévez, por su confianza brindada al aceptarme como uno de sus estudiantes, por haber compartido con mi persona sus conocimientos y experiencia profesional, y por cada uno de sus consejos que me han permitido una mejora constante durante el tiempo que he cursado la maestría.

A mi profesor co-guía César Azurdia, por su apoyo en la culminación de mi tesis, orientándome para obtener un mejor trabajo final.

A mi profesor Ismael Soto, por haber aceptado integrar la comisión de evaluación de mi tesis.

Finalmente, al claustro académico de profesores del MIRC, que han impartido su conocimiento y compartido sus experiencias con mi persona.

Tabla de Contenido

Índice de Tablas	viii
Índice de Ilustraciones	ix
Índice de Ecuaciones	xi
Acrónimos	xii
1 Introducción	1
1.1 Prólogo del Capítulo de la Introducción	1
1.2 Antecedentes	1
1.3 Motivación	2
1.4 Objetivos	4
1.4.1 Objetivo General	4
1.4.2 Objetivos Específicos	4
1.5 Hipótesis del Trabajo y Metodología	4
1.6 Estructura de la Tesis	5
1.7 Epílogo del Capítulo de la Introducción	5
2 Marco Teórico	6
2.1 Prólogo del Capítulo del Marco Teórico	6
2.2 Introducción a la Comunicación Digital	6
2.2.1 Objetivos del Diseño del Sistema de Comunicación	6
2.2.2 Codificación y Decodificación de Fuente	8
2.2.3 Codificación y Decodificación de Canales	9
2.2.4 Pasos en el Diseño de Codificación de Canal	9
2.2.5 Algunos Modelos de Canales	9
2.2.6 Enfoque de Diseño de Codificación de Canal	10
2.3 Fundamentos de la Codificación de Canal	11
2.4 Decisión Soft vs Decisión Hard	12
2.4.1 Discusión Bibliográfica de Decisión Soft vs Decisión Hard	13
2.5 Tipos de Codificación de Canal	14
2.6 Códigos de Bloque	15
2.6.1 Discusión Bibliográfica de los Códigos de Bloque	16
2.7 Códigos Convolutivos	16
2.7.1 Estructura del Codificador	16
2.7.2 Representaciones del Codificador	18
2.7.3 Representación Matricial o Polinómica	18

2.7.4	Diagrama de Estados	20
2.7.5	Diagrama de Caminos (Trellis o Enrejado)	21
2.7.6	Distancias de los Códigos Convolutivos	22
2.7.7	RSC vs NSC	23
2.7.8	Proceso de Decodificación (Algoritmo de Viterbi)	23
2.7.9	Discusión Bibliográfica de los Códigos Convolutivos	27
2.8	Turbo Códigos	27
2.8.1	Turbo Codificador	28
2.8.2	Discusión Bibliográfica de los Turbo Códigos	29
2.9	Características del Canal de Radio	30
2.9.1	Física de la Transmisión de Radio	31
2.9.2	Efectos de Señales Extrañas	35
2.9.3	Equipo de Transmisión y Recepción	36
2.10	Tecnología Habilitadora LTE	37
2.10.1	Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA)	37
2.10.2	Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA)	39
2.10.3	Discusión Bibliográfica de las Tecnologías Habilitadoras LTE	43
2.11	Modelos de Detección	44
2.11.1	Test de Hipótesis	44
2.11.2	Errores del Test de Hipótesis	45
2.12	Epílogo del Capítulo del Marco Teórico	45
3	Metodología	46
3.1	Prólogo del Capítulo de la Metodología	46
3.2	Sistema de Comunicación Digital	46
3.3	Diseño de la Métrica de Distribución para las Portadoras del Sistema SC-FDMA	48
3.4	Implementación del Sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi	54
3.4.1	Transmisor SC-FDMA	54
3.4.2	Canal de SC-FDMA	55
3.4.3	Receptor SC-FDMA	60
3.5	Codificación Convolutiva y Decodificación de Viterbi en el Sistema de SC-FDMA	61
3.5.1	Codificación de Trellis de Códigos Convolutivos	61
3.5.2	Estructura del Codificador, Diagrama de Estado y Trellis	63
3.5.3	Decodificación de Viterbi de Códigos Convolutivos	65
3.6	Cálculo del Tamaño de la Muestra para el Sistema SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi	70
3.7	Epílogo del Capítulo de la Metodología	72
4	Resultados y Discusión	73
4.1	Prólogo del Capítulo de Resultados y Discusión	73
4.2	Análisis de Mapeo de Portadoras SC-FDMA en el Canal AWGN	73
4.3	Discusión de Mapeo de Portadoras SC-FDMA en el Canal AWGN	79
4.4	Evaluación de la Distribución de Portadoras SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi bajo Diferentes Escenarios en el Canal	80

4.4.1	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora	80
4.4.2	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora	82
4.4.3	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadoras	83
4.4.4	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadora	85
4.4.5	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora	86
4.4.6	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora	88
4.4.7	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadoras	90
4.4.8	Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadora	92
4.5	Discusión de la Distribución de Portadoras SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi bajo Diferentes Escenarios en el Canal	94
4.6	Epílogo del Capítulo de Resultados y Discusión	95
5	Conclusiones	96
5.1	Recomendaciones	97
5.2	Trabajos Futuros	97
	Bibliografía	98
	Anexos	102
A	Paper enviado y aceptado por el LATINCOM 2016	103
B	Análisis del rendimiento del sistema LTE	109
1	BER vs SNR de OFDMA y SC-FDMA en el canal AWGN	109
2	BER vs SNR de OFDMA y SC-FDMA en el canal de desvanecimiento de Rayleigh	110
C	Programa en Matlab del sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi	111
D	Cálculo de métricas de rama y estados predecesores sobrevivientes para los instantes $t=3,4,5,6,7$	119
E	Programa en Matlab del análisis de rendimiento del mapeo de portadoras localizada y entrelazada en un canal con ruido AWGN	121
F	Programa en Matlab de la función de distribución empírica para el PAPR, energía de símbolo y E_b/N_0 en un canal con y sin ruido AWGN	128

G	Uso de R para la evaluación del test de hipótesis	135
1	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ga- nancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora . .	135
2	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora	139
3	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ga- nancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras .	143
4	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras	147
5	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ga- nancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora . .	151
6	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora	155
7	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ga- nancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras .	159
8	Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis- viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras	163

Índice de Tablas

2.1	Deficiencias de transmisión en sistemas celulares	31
3.1	Parámetros de los tipos de mapeo de portadoras	50
3.2	Proceso de codificación	63
3.3	Tabla de estado del codificador convolucional (2,1,3)	64
3.4	Métrica de rama acumulada seleccionada	68
3.5	Estados predecesores sobrevivientes	68
3.6	Operación de rastreo de los estados predecesores sobrevivientes	68
3.7	Estados según la operación de rastreo	69
3.8	Transición de estado	69
3.9	Mensaje original	69
3.10	Tamaño de la muestra para SC-IFDMA y SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi . .	71
3.11	Tamaño de la muestra para SC-IFDMA y SC-LFDMA con Trellis-Viterbi . .	72
4.1	Función de distribución empírica sin ruido para PAPR y energía de símbolo .	77
4.2	Función de distribución empírica para PAPR, energía de símbolo y E_b/N_0 con una densidad espectral de ruido de 13 dBm/Hz	78
4.3	Parámetros de simulación del sistema	79
4.4	Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b	81
4.5	Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b	82
4.6	Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b	84
4.7	Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b	85
4.8	Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b	87
4.9	Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b	89
4.10	Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b	91
4.11	Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b	93
4.12	Parámetros de simulación del sistema con y sin Trellis-Viterbi	94
6.1	Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv	135
6.2	Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv	139
6.3	Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv	143
6.4	Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv	147
6.5	Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv	151
6.6	Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv	155
6.7	Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv	159
6.8	Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv	163

Índice de Ilustraciones

1.1	Hipótesis original	3
1.2	Hipótesis encontrada	3
2.1	Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones	7
2.2	Representación del canal binario simétrico	10
2.3	Valores recibidos con decisión soft en un canal discreto sin memoria	13
2.4	Clasificación de los códigos correctores de errores	15
2.5	Ejemplo de codificador convolucional de memoria 2	17
2.6	Diagrama de estados del codificador de la Figura 2.5	20
2.7	Trellis del codificador de la Figura 2.5	21
2.8	Leyenda del codificador de la Figura 2.5	22
2.9	Esquema básico del codificador del Turbo Código	28
2.10	Potencia de la señal recibida en función de la distancia entre el transmisor y el receptor	32
2.11	El espectro Doppler clásico	33
2.12	Propagación por trayectos múltiples	34
2.13	Diagrama de bloques del transceptor OFDMA	38
2.14	Inserción de prefijo cíclico (CP)	39
2.15	Diagrama de bloques del transceptor SC-FDMA	40
2.16	Diagrama de bloques de los símbolos SC-FDMA expresados en el dominio de tiempo y frecuencia	40
3.1	Diagrama de bloques del sistema de comunicación SC-FDMA	47
3.2	Intersección entre el SNR y el PAPR	49
3.3	Tipos de mapeo de portadoras con variables S , N , sf , y y x	50
3.4	Representación de las variables x y y	51
3.5	Punto óptimo usando el método intercalado	53
3.6	Diagrama de bloques del transmisor SC-FDMA	54
3.7	Canal con ruido gaussiano blanco aditivo	56
3.8	portadoras en el canal AWGN	56
3.9	Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN	57
3.10	Portadoras en el canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN	58
3.11	Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN	59
3.12	Portadoras en el canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN	60
3.13	Diagrama de bloques del sistema receptor SC-FDMA	61

3.14	Estructura del codificador para (2,1,3)	63
3.15	Diagrama de estado para (2,1,3)	64
3.16	Diagrama de Trellis del ejemplo anterior	65
3.17	Algoritmo de Viterbi en t=0	66
3.18	Algoritmo de Viterbi en t=1	67
3.19	Algoritmo de Viterbi en t=2	67
4.1	Tasa de error binario vs E_b/N_0	74
4.2	Ganancia selectiva de frecuencia para SC-LFDMA y SC-IFDMA	75
4.3	Mapeo de portadoras para múltiples usuarios	76
4.4	Diversidad de frecuencias para SC-LFDMA y SC-IFDMA	77
6.1	BER vs SNR para OFDMA y SC-FDMA en el canal AWGN	109
6.2	BER vs SNR para OFDMA y SC-FDMA en el canal de desvanecimiento de Rayleigh	110
6.3	Algoritmo de Viterbi en t=4 y t=5	119
6.4	Algoritmo de Viterbi en t=6 y t=7	120

Índice de Ecuaciones

2.1	Ecuación de la entropía	12
2.2	Ecuación de la capacidad de canal	12
2.3	Ecuación de la relación señal a ruido	12
2.4	Ecuación matemática de códigos convolucionales	18
2.5	Ecuación de polinomios generadores	18
2.6	Ecuación de códigos convolucionales con matriz generadora	19
2.7	Ecuación de la matriz generadora	19
2.8	Ecuación de la matriz generadora con conexiones establecidas	19
2.9	Ecuación de la matriz generadora en forma polinómica	20
2.10	Ecuación de la distancia de los códigos convolucionales	22
2.11	Ecuación de la distancia libre de los códigos convolucionales	22
2.12	Ecuación para corregir una secuencia errónea de los códigos convolucionales	23
2.13	Ecuación matemática de la secuencia más probable del algoritmo de viterbi	24
2.14	Ecuación matemática del algoritmo de viterbi aplicando el teorema de Bayes	24
2.15	Ecuación matemática del algoritmo de viterbi considerando un proceso de Markov	24
2.16	Ecuación matemática del algoritmo de viterbi aplicando logaritmo natural	25
2.17	Ecuación para cada una de las métricas del algoritmo de viterbi	25
2.18	Ecuación de la métrica total del algoritmo de viterbi	25
2.19	Ecuación de la métrica acumulada del algoritmo de viterbi	25
2.20	Ecuación de la tasa total del turbo código	29
2.21	Ecuación matemática del espectro doppler	33
2.22	Ecuación de la potencia de ruido de densidad espectral	36
2.23	Ecuación de la potencia de ruido atmosférico en vatios	36
2.24	Ecuación de la potencia de ruido atmosférico en dBm	36
2.25	Ecuación del mapeo de portadoras localizadas de SC-FDMA	42
2.26	Ecuación de los símbolos del dominio del tiempo de SC-LFDMA	42
2.27	Ecuación del mapeo de portadoras intercaladas de SC-FDMA	42
2.28	Ecuación de los símbolos del dominio del tiempo de SC-IFDMA	43
2.29	Ecuación del mapeo de portadoras distribuidas de SC-FDMA	43
2.30	Ecuación de los test de hipótesis	45
3.1	Ecuación de magnitud de la diferencia	70
3.2	Ecuación de proporción de sujetos	70
3.3	Ecuación de la distribución normal	70
3.4	Ecuación del tamaño de la muestra	70

Acrónimos

E_b/N_0 Energy per Bit to Noise Power Spectral Density Ratio.

P_b Bit Error Probability.

16-QAM 16-Quadrature Amplitude Modulation.

3G Third Generation.

3GPP 3rd Generation Partnership Project.

4G Fourth Generation.

5G Fifth Generation.

64-QAM 64-Quadrature Amplitude Modulation.

ACS Add Compare Select.

AWGN Additive White Gaussian Noise.

BER Bit Error Rate.

BPSK Binary Phase-Shift Keying.

CDMA2000 Code Division Multiple Access 2000.

CP Cyclic Prefix.

DFT Discrete Fourier Transform.

DVB Digital Video Broadcasting.

FDE Frequency Domain Equalization.

FDMA Frequency Division Multiple Access.

FEC Forward Error Correction.

GSM Global System for Mobile Communications.

HCCC Hybrid Concatenated Convolutional Codes.

ICs Integer Code Series.

IDFT Inverse Discrete Fourier Transform.

IoT Internet of Things.

ISI Intersymbol Interference.

LDPC Low Density Parity Check.

LLRs log-likelihood ratios.

LSR Linear Shift Register.

LTE Long Term Evolution.

LTE-Advanced Long Term Evolution-Advanced.

MAP Maximum A Posteriori.

MIMO Multiple-Input Multiple-Output.

ML Maximum Likelihood.

MMSE Minimum Mean Square Error.

MSB Most Significant Bit.

NSC Non-Systematic Convolutional.

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

OFDMA Orthogonal Frequency-Division Multiple Access.

PAPR Peak-to-Average Power Ratio.

PCCC Parallel Concatenated Convolutional Codes.

PCCC Serial Concatenated Convolutional Codes.

Q Spreading Factor.

QAM Quadrature Amplitude Modulation.

QOSFBCs Quasi-Orthogonal Space-Frequency Block Codes.

QOSTFBCs Quasi-Orthogonal Space-Time-Frequency Block Codes.

QPSK Quadrature Phase-Shift Keying.

RSC Recursive Systematic Convolutional.

SC Systematic Convolutional.

SC-DFDMA Single Carrier Distributed Frequency Division Multiple Access.

SC-FDMA Single Carrier Frequency Division Multiple Access.

SC-IFDMA Single Carrier Interleaved Frequency Division Multiple Access.

SC-LFDMA Single Carrier Localized Frequency Division Multiple Access.

SFBC Space Frequency Block Coding.

SNR Signal to Noise Ratio.

STBC Space Time Block Coding.

TD-SCDMA Time Division Synchronous Code Division Multiple Access.

WiMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Prólogo del Capítulo de la Introducción

En este capítulo se presenta la introducción de la tesis, con el siguiente orden: los antecedentes y la motivación, el objetivo general y los objetivos específicos, las hipótesis de trabajo, la metodología a emplear y la descripción de la estructura de la misma.

1.2. Antecedentes

Las tecnologías basadas en la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), como evolución a largo plazo (LTE), se están volviendo más penetrantes. Los sistemas descendientes LTE, como LTE-Advanced, han adoptado esta técnica de modulación. Los sistemas celulares inalámbricos 5G probablemente seguirán esta tendencia. Es importante estudiar las fortalezas y debilidades de las modulaciones basadas en OFDM para mejorar el rendimiento con las nuevas generaciones. LTE utiliza OFDMA en la dirección descendente y SC-FDMA en la dirección ascendente. Hay mucha literatura [1][2][3][4] que menciona que el rendimiento de OFDMA es mejor que SC-FDMA. Se eligió SC-FDMA por su bajo PAPR de no ser así OFDMA también se utilizaría en el enlace ascendente. Las figuras del análisis de rendimiento del sistema LTE se muestran en el Anexo B. Este trabajo se centra en el análisis de tráfico en sentido ascendente, que utiliza SC-FDMA. Es bien sabido que la principal razón para usar el SC-FDMA en la dirección ascendente es reducir la relación de potencia de pico a promedio (PAPR). Tener bajo PAPR permite que la potencia de la señal varíe menos y por lo tanto la región de amplificación de la salida se utiliza mejor. Además, los sistemas PAPR altos son más propensos a la saturación de señal y otros efectos no lineales. Aunque la razón para usar SC-FDMA, en la dirección ascendente de LTE, es consensualmente acordada entre la comunidad de comunicación inalámbrica, la razón para elegir atributos más específicos de SC-FDMA es mucho menos obvia.

El atributo principal de SC-FDMA discutido aquí es el mapeo de portadoras. Existen tres

configuraciones principales: Localizada (SC-LFDMA), Distribuida (SC-DFDMA) e Intercalada (SC-IFDMA). Este trabajo estudia el mapeo de portadoras localizadas e intercaladas. LTE utiliza SC-LFDMA [5][6], y su uso se argumenta de varias maneras: a) El rendimiento del caudal [7][8], b) Ganancia selectiva de frecuencia [9], y c) Interferencia de acceso múltiple [10]. Por el contrario, los aspectos fuertes del SC-IFDMA incluyen: a) Bajo PAPR, b) Diversidad de frecuencias, y c) Eficiencia energética. El objetivo principal es desafiar estos conceptos para identificar las fortalezas y, de ser posible, mejorar aún más las técnicas de modulación futuras. Este trabajo realiza dos tipos de estudios: 1) Análisis exhaustivo en el mapeo de portadoras de SC-FDMA, específicamente SC-LFDMA y SC-IFDMA. Para estudiar las fortalezas y debilidades de SC-LFDMA y SC-IFDMA se genera un escenario donde se considera el canal AWGN y 2) Para poder enfatizar los beneficios de SC-IFDMA se genera dos escenarios: a) Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN y b) Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN. El ruido estudiado en este trabajo es el AWGN. Específicamente se quiere estudiar el beneficio de los tipos de mapeo de portadoras usando redundancia. Como escenario de control se utiliza el mismo esquema pero sin redundancia. Hasta donde nosotros conocemos este trabajo no ha sido publicado en ninguna conferencia, revista u otro documento científico.

1.3. Motivación

Como mencionamos anteriormente, los sistemas de comunicaciones móviles LTE utiliza el mapeo de portadoras localizadas para el canal de enlace ascendente. Se prefiere este esquema, ya que el modo localizado tiene un mejor rendimiento que el modo intercalado. Por otra parte, el modo intercalado tiene un bajo PAPR en comparación al modo localizado. Entre estas métricas, el rendimiento es el más importante, por esta razón se utiliza el mapeo de portadoras localizadas. Hay que mencionar, que el sistema SC-FDMA fue elegido por su bajo PAPR, y tener un alto PAPR como el modo localizado no es una fortaleza para el canal de enlace ascendente. De esta manera, nuestra hipótesis original es encontrar un equilibrio entre el SNR y el PAPR. Es decir, una nueva métrica de distribución de mapeo de portadoras, donde el rendimiento sea alto y el PAPR bajo. En la Figura 1.1 se muestra la hipótesis original.

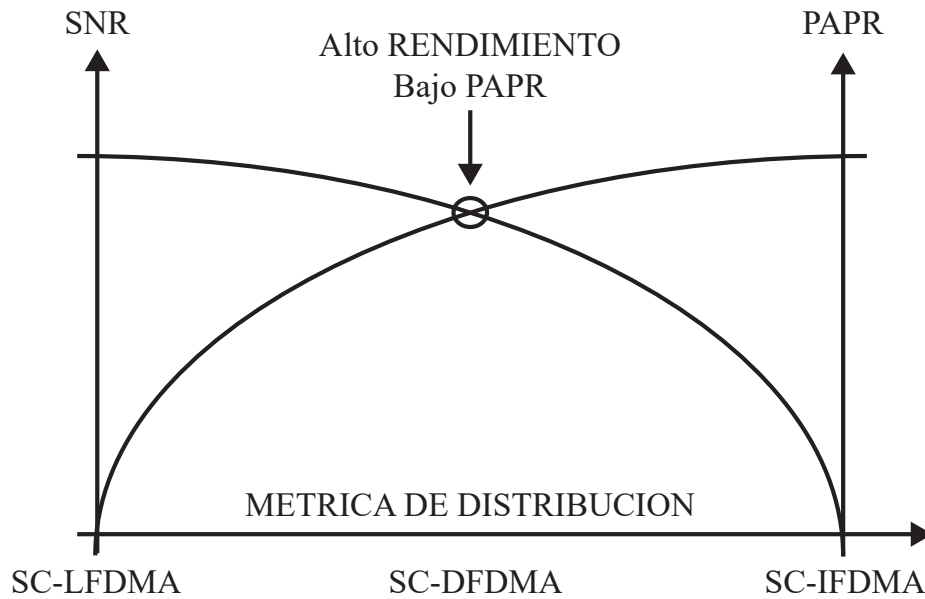


Figura 1.1: Hipótesis original

Con la ayuda del profesor Claudio Estevez, se publico un artículo de investigación en la 8ª Conferencia Latinoamericana de Comunicaciones de la IEEE (LATINCOM) 2016 [11]. El paper enviado y aceptado por el LATINCOM se muestran en el Anexo A. Los resultados muestran que el rendimiento de E_b/N_0 vs BER es exactamente el mismo para todos los modos de portadoras. Esto se debe a que la energía promedio del símbolo es la misma para todos los casos. Además, los resultados confirman que el PAPR del modo intercalado es el más bajo de todos los modos. En la Figura 1.2 se muestra la hipótesis encontrada.

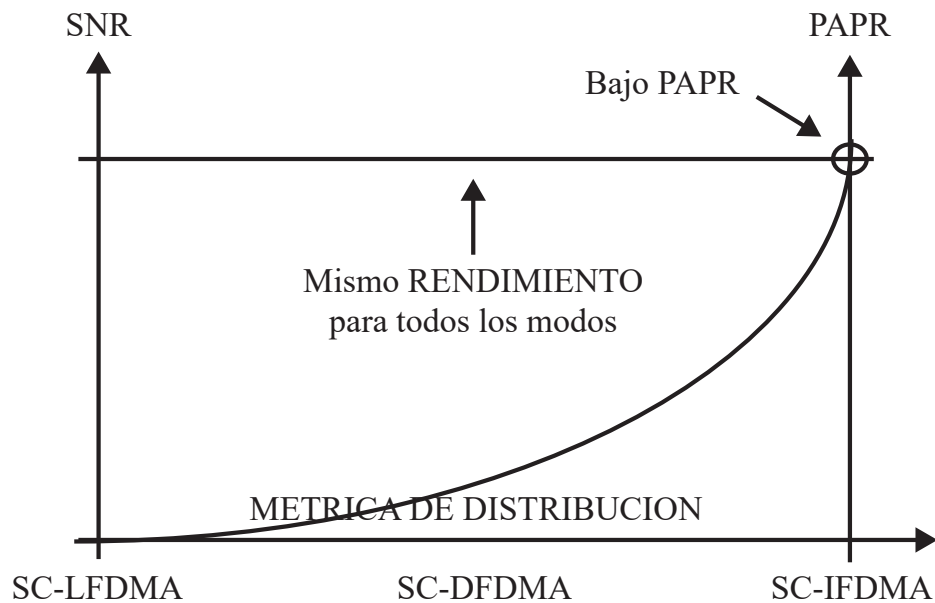


Figura 1.2: Hipótesis encontrada

La principal motivación de este trabajo de tesis es estudiar el beneficio de los tipos de

mapeo de portadoras bajo dos escenarios: a) Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN y b) Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN. Como se ha mencionado, el ruido estudiado es el AWGN. Particularmente se quiere estudiar el beneficio de los tipos de mapeo de portadoras usando redundancia. Como escenario de control se utiliza el mismo esquema pero sin redundancia.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo General

Probar que el modo intercalado combinado con Trellis-Viterbi es más robusto ante bajo SNR que el modo localizado combinado con Trellis-Viterbi bajo diferentes tipos de escenarios en el canal.

1.4.2. Objetivos Específicos

1. Realizar un estudio teórico de las técnicas modernas de modulación basadas en OFDM.
2. Diseñar e implementar el sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi bajo diferentes tipos de escenarios en el canal.
3. Analizar los resultados obtenidos de las simulaciones del sistema SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi.
4. Evaluar la distribución de portadoras más óptima, considerando E_b/N_0 , PAPR, energía de símbolo y BER.

1.5. Hipótesis del Trabajo y Metodología

El rendimiento de SC-IFDMA sin Trellis-Viterbi es mejor ante bajo SNR que SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi bajo diferentes tipos de escenarios en el canal.

El rendimiento y PAPR de SC-IFDMA con Trellis-Viterbi es mejor ante bajo SNR que SC-LFDMA con Trellis-Viterbi bajo diferentes tipos de escenarios en el canal.

La metodología propuesta para realizar el presente trabajo de investigación emplea estudio teórico, experimentación y evaluación. La primera corresponde a realizar un estudio de los temas relacionados a este trabajo. La segunda, los métodos científicos de investigación para alcanzar los objetivos específicos y, por último, la discusión del análisis de los resultados.

1.6. Estructura de la Tesis

Para una mejor comprensión del trabajo, se divide su presentación en 5 capítulos:

El capítulo I, presenta al lector una breve introducción a los antecedentes, las motivaciones que dan sentido al trabajo, los objetivos (generales y específicos), las hipótesis del trabajo y un resumen de la metodología a seguir. El capítulo II, entrega los antecedentes de los temas relativos a esta tesis y una discusión bibliográfica de la misma.

El capítulo III, establece la metodología seguida para realizar el estudio de un sistema de comunicación SC-FDMA. El capítulo IV, entrega los resultados obtenidos del trabajo y sus discusiones. Finalmente, el capítulo V, presenta las conclusiones en base a los objetivos específicos, recomendaciones y trabajos futuros sugeridos.

1.7. Epílogo del Capítulo de la Introducción

En esta parte del trabajo, se presentó los antecedentes y la motivación, donde se enfatiza el atributo principal de SC-FDMA estudiado en este trabajo. Además, se realizó el objetivo principal que se quiere alcanzar con la investigación y los objetivos específicos que se pretende realizar en cada una de las etapas del trabajo. También, se presentó las hipótesis de trabajo y la metodología a emplear. Asimismo, se realizó la descripción de la estructura de la tesis.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Prólogo del Capítulo del Marco Teórico

En este capítulo se entrega al lector una descripción de los temas relacionados a este trabajo de investigación. Se comienza con una introducción a la comunicación digital. Luego, exponemos los teoremas de codificación de fuente y de canal. Seguido, presentamos los algoritmos de decisión soft y decisión hard que se utilizan en el demodulador de los sistemas de comunicación. Posteriormente, mostramos los tipos de codificación de canal, donde se estudia particularmente los códigos de bloque, códigos convolucionales y turbo códigos. Luego, presentamos las características del canal de radio, donde nos centraremos en los principales impedimentos de transmisión encontrados por las señales celulares. Seguido, mostramos las tecnologías habilitadoras LTE, donde se estudia las técnicas modernas de modulación OFDMA y SC-FDMA. Finalmente, presentamos los modelos de detección, específicamente el método estadístico test de hipótesis. Para cada uno de estos temas realizamos una discusión bibliográfica aplicados a los sistemas celulares inalámbricos 5G.

2.2. Introducción a la Comunicación Digital

2.2.1. Objetivos del Diseño del Sistema de Comunicación

La comunicación digital implica la transmisión de mensajes utilizando alfabetos finitos (símbolos finitos) durante intervalos de tiempo finitos (intervalo de símbolo finito). Cualquier sistema de comunicación (ya sea de naturaleza analógica o digital) en el mercado de consumo electrónico (ya sean discos duros, discos compactos, telefonía, sistemas de comunicación móvil, etc.) está formado por los siguientes elementos, como se representa en la siguiente Figura 2.1.

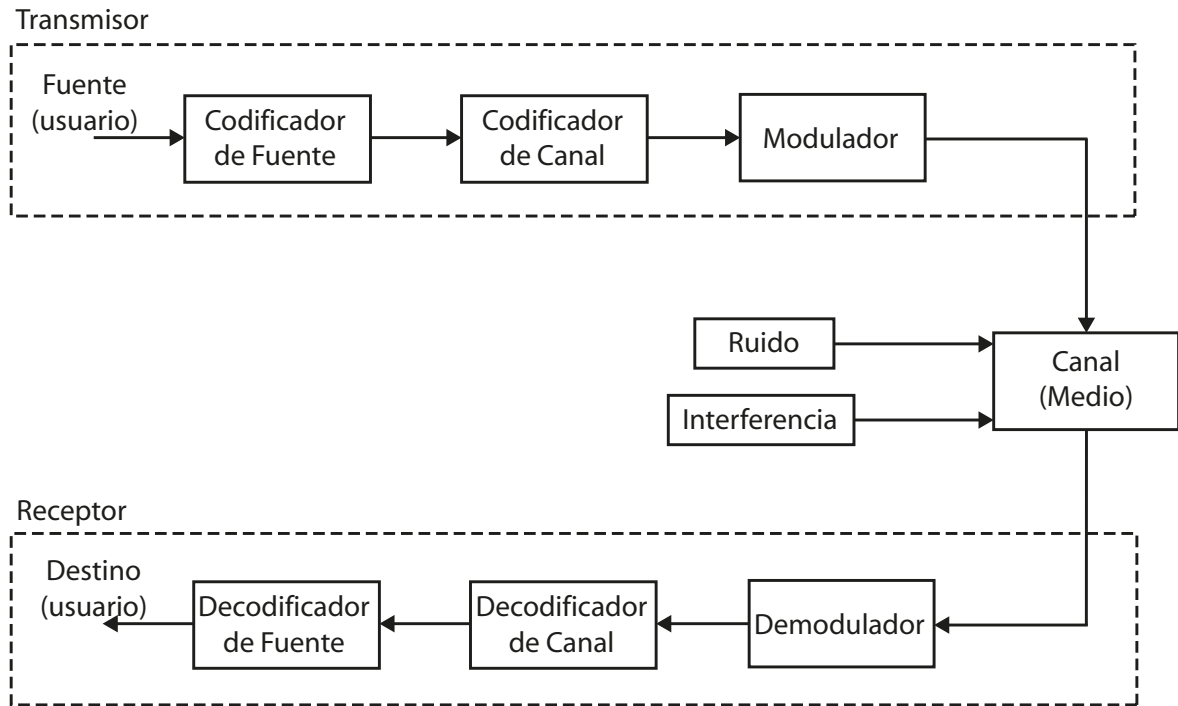


Figura 2.1: Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones

Los objetivos principales de un ingeniero de diseño de comunicaciones (uno que diseña un sistema de comunicación práctico) sería:

1) Reducir el ancho de banda necesario para enviar datos

El ancho de banda, un recurso limitado y valioso, es la diferencia entre la frecuencia más alta y la más baja asignada para transmitir un mensaje en cualquier sistema de comunicación. Por ejemplo, en la tecnología GSM, el ancho de banda típico asignado para un solo usuario es de 200 KHz. Un mayor ancho de banda proporciona espacio para transmitir más datos y más velocidad de transmisión (medida en bits por segundo, “bps”). El objetivo de reducir el ancho de banda es necesario debido a las crecientes demandas de ancho de banda y la limitada disponibilidad del espectro de comunicación. Una velocidad de descarga de 56 Kbps se sintió suficiente hace algunos años, pero ahora no es así. Por lo tanto, es esencial enviar más datos en menor ancho de banda. Esto se logra comprimiendo los datos en el extremo transmisor y descomprimiéndolos en el extremo receptor. Un “Codificador de Fuente” y un “Decodificador de Fuente” sirven para este propósito.

2) Para que los datos sean robustos frente a entornos hostiles

Los datos se corromperán cuando se envíen en medios hostiles (lo que se conoce como “canal”). Por ejemplo, los teléfonos móviles funcionan en un entorno muy ruidoso en el que las fuentes de ruido pueden ser una o más de las siguientes: interferencia de otros usuarios móviles,

ruido de encendido, ruido térmico, interferencia multitrayecto y otros ruidos artificiales. La codificación de canales es una técnica para hacer que los datos transmitidos sean robustos a dichos ruidos, lo que significa que aún puede recuperar sus datos (utilizando un decodificador de canales) intactos, incluso si están dañados por cierta cantidad de ruido.

3) Enviar datos a larga distancia

Obviamente, los datos deben enviarse a larga distancia a través de cualquier medio utilizado para/por el sistema de comunicación. Los medios pueden ser simples alambres de cobre de par trenzado utilizados en redes telefónicas o medios aéreos en el caso de un sistema de comunicación móvil o satelital. En el mundo físico, no es posible enviar una señal (llevando datos) a una distancia infinita. De acuerdo con la ley del cuadrado inverso de la distancia, la intensidad de la señal transmitida es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia.

$$\text{Intensidad de señal} \propto \frac{1}{\text{distancia}^2}$$

La ley del cuadrado inverso de la distancia funciona en todos los rincones y rincones del mundo para atenuar cada vez más la intensidad de la señal a lo largo de la distancia y eventualmente matar la señal por completo. Los datos pueden viajar largas distancias si tiene más energía. Ahora el desafío es aumentar la energía de la señal para que pueda viajar la larga distancia prevista.

Una señal enviada a través de un medio es esencialmente una onda electromagnética. Según la ecuación de Planck-Einstein, la energía de un fotón y la frecuencia de la onda electromagnética asociada están relacionadas por

$$E = hv$$

Donde E = energía de la señal transmitida, h = constante de Planck y v = frecuencia de transmisión.

La ecuación mencionada anteriormente implica que la energía de la señal se puede aumentar al aumentar la frecuencia de transmisión. De manera equivalente, la frecuencia de los datos debe cambiarse de una región de frecuencia más baja a una región de frecuencia más alta. Esto se logra mediante modulación. La demodulación es la operación complementaria que restaura los contenidos de frecuencia originales de un mensaje.

2.2.2. Codificación y Decodificación de Fuente

La codificación de fuente, el primer bloque en la arquitectura del sistema de comunicación que se muestra en la figura anterior, es el proceso de codificación de la información que utiliza un número de bits menor que la versión no codificada de la información. Esencialmente es

el otro nombre para la compresión. Todas las técnicas de compresión de datos se pueden clasificar en dos categorías, a saber, las técnicas de compresión sin pérdida y las técnicas de compresión con pérdida. En la compresión sin pérdida, los datos originales exactos se pueden reconstruir a partir de datos comprimidos. Pero en la compresión con pérdida existen algunos errores después de la compresión, pero esos errores no son obvios ni perceptibles.

2.2.3. Codificación y Decodificación de Canales

El siguiente bloque en un sistema de comunicación es el bloque de codificación de canal. Hay una diferencia importante entre la codificación del canal y la codificación de la fuente. La codificación de fuente intenta comprimir los datos para mejorar la utilización del ancho de banda, mientras que la codificación de canales intenta agregar redundancia a los datos para hacerlo más confiable (lo que reduce la tasa de datos) y por lo tanto más robusto contra el ruido del canal. La codificación de canales reduce la velocidad de datos y mejora la confiabilidad del sistema.

2.2.4. Pasos en el Diseño de Codificación de Canal

1. Identificar el canal o el medio de comunicación.
2. Modele el canal de acuerdo con su naturaleza o elija entre los modelos predefinidos que mejor se adapte al entorno real.
3. Decida sobre el tipo de estrategia de codificación que dará mejores resultados de rendimiento requeridos realizando simulaciones.

2.2.5. Algunos Modelos de Canales

Se desarrollaron varios modelos de canales para diseñar un sistema de comunicación de acuerdo con el posible tipo de canal que uno pueda usar. Dos de ellos se enumeran aquí.

Canal binario simétrico (BSC)

En este modelo, el transmisor envía un bit y el receptor lo recibe. Supongamos que si existe una probabilidad de que este bit se invierta, entonces se lo denomina canal binario simétrico. Bajo este modelo, la probabilidad de recepción errónea es “ p ” y la probabilidad de recepción correcta está dada por $1-p$. Esta situación se puede representar diagramáticamente como se muestra en la siguiente Figura 2.2.

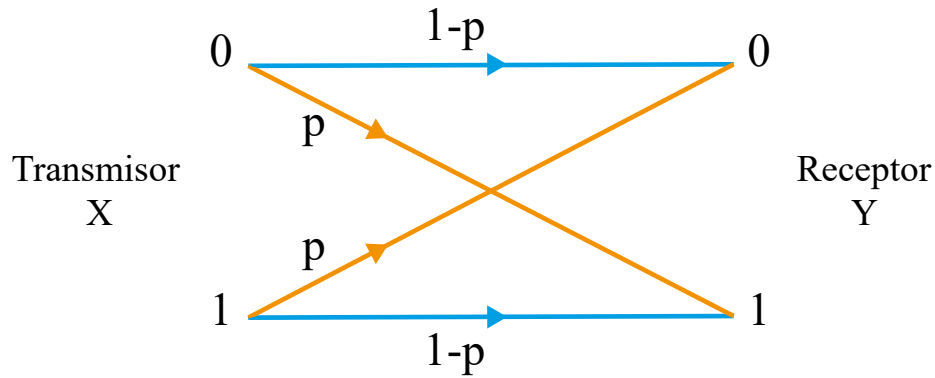


Figura 2.2: Representación del canal binario simétrico

Dado el bit transmitido representado por “X” y el bit recibido representado por Y, en términos de probabilidad condicional, el canal simétrico binario puede representarse como:

$$P(Y = 0 | X = 0) = 1 - P$$

$$P(Y = 0 | X = 1) = P$$

$$P(Y = 1 | X = 0) = P$$

$$P(Y = 1 | X = 1) = 1 - P$$

La probabilidad condicional anterior especifica que la probabilidad de recepción errónea (enviada $X = 0$ y recibida $Y = 1$ o viceversa) es “p” y la probabilidad de recepción correcta es “1-p”.

Canal de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN)

En este modelo, se supone que el ruido del canal tiene naturaleza gaussiana y es aditivo. En comparación con otros canales equivalentes, el canal AWGN produce la corrupción máxima de bit y se supone que los sistemas diseñados para proporcionar confiabilidad en el canal AWGN brindan mejores resultados de rendimiento en otros canales del mundo real. Pero el rendimiento real puede variar. El canal AWGN es un buen modelo para muchos enlaces de comunicación por satélite y espacio profundo. En las comunicaciones de datos en serie, el modelo matemático AWGN se utiliza para modelar el error de temporización causado por fluctuación de fase aleatoria. La distorsión producida por la transmisión sobre un medio con pérdida se modela como la adición de un valor aleatorio gaussiano de media cero a cada bit transmitido.

2.2.6. Enfoque de Diseño de Codificación de Canal

El enfoque de diseño que se usa ampliamente se denomina corrección de errores de reenvío (FEC). Esta técnica de corrección de errores se usa para enviar datos a través de canales

ruidosos no confiables. La información transmitida se agrega con bits redundantes usando codificación de corrección de errores (ECC), también llamada “codificación de canal”. Este enfoque nos permite detectar y corregir los errores de bit en el receptor sin la necesidad de retransmisión. Es importante tener en cuenta que la corrección y detección de errores no son absolutos sino más bien estadísticos. Por lo tanto, uno de nuestros objetivos es minimizar el BER (tasa de errores de bits) dado un canal con ciertas características de ruido y ancho de banda.

En este método, K bits originales, que también se llaman bits de información, se reemplazan con $N > K$ nuevos bits llamados “bits codificados” o “palabras de código”. La diferencia $N - K$ representa la cantidad de bits redundantes agregados a los bits de información. Las técnicas de codificación de control de errores se utilizan para producir las palabras de código a partir de los bits de información. Las palabras de código llevan consigo un potencial inherente (hasta cierto punto) para recuperarse de las distorsiones inducidas por el ruido del canal. La técnica de decodificación correspondiente en el receptor usa la información redundante en la palabra de código e intenta restaurar la información original, proporcionando así inmunidad contra el ruido del canal. Existen dos esquemas generales para la codificación de canales: códigos de bloques lineales y códigos de convolución (lineales). Existen incluso otros esquemas/categorías sofisticados como la modulación codificada en Trellis (TCM) que combina tanto el codificador de canal como las partes del modulador en una sola entidad, técnicas de codificación de canales no lineales, etc. Para simplificar, no entraremos en la jungla de las técnicas avanzadas de codificación de canales.

2.3. Fundamentos de la Codificación de Canal

Es bien conocido que Shannon marcó un antes y un después en la teoría de la comunicación y la información con la publicación de su artículo *A Mathematical Theory of Communication* en 1948 [12]. En él introducía, entre otros muchos aspectos, vocabulario totalmente nuevo dentro del campo de las comunicaciones, como por ejemplo los conceptos de entropía o capacidad de canal, que nadie hasta entonces había descrito. Pero sobre todo ese artículo destacó por dos teoremas introducidos que tuvieron una grandísima importancia en el desarrollo de las comunicaciones digitales:

1. **Teorema de la codificación de fuente:** En el que nos indica que el número de bits necesarios para describir una fuente (\bar{l}) puede aproximarse a la correspondiente entropía (H) tanto como se desee. Así obtenemos que: $\bar{l} \geq H$.
2. **Teorema de la codificación de canal:** Donde nos informa que los errores obtenidos en recepción pueden disminuirse tanto como deseemos siempre y cuando la velocidad de transmisión (R) sea menor que la capacidad del canal (C), es decir, $R < C$.

Como ya se ha comentado y como es de suponer, después de observar el teorema de la codificación de fuente, Shannon introdujo la definición de entropía, que se rige por la siguiente expresión:

$$H = - \sum_i p_i \times \log_2(p_i) \text{ bits/simbolo} \quad (2.1)$$

Donde H es la entropía y p_i es la probabilidad de cada uno de los símbolos que genera la fuente.

De la misma manera y después de haber visto el teorema de la codificación de canal, también entendemos que Shannon haya introducido en el mismo artículo la expresión matemática de la *Capacidad de Canal*:

$$C = W \times \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ bits/seg} \quad (2.2)$$

Donde C es la capacidad máxima del canal si deseamos asegurar una probabilidad de error tan pequeña como necesitemos, W es el ancho de banda del canal (en unidades lineales) y S/N corresponde con la relación señal a ruido (también en unidades lineales). En definitiva este teorema viene a decirnos que si disponemos de una fuente que genera información a una velocidad de R bits/s, podremos transmitir dicha información por el canal y con una tasa de error tal que podamos decodificar en recepción correctamente si $R < C$.

Análogamente podríamos preguntarnos por la relación señal a ruido (E_b/N_0) mínima necesaria para poder garantizar la correcta transmisión de la información. Con esta finalidad, manipulando la expresión 2.2 podemos llegar a la expresión 2.3:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{R_b/W}}{R_b/W} = \frac{2^r - 1}{r} \quad (2.3)$$

Donde R_b corresponde con la tasa binaria de transmisión y r a la tasa de codificación de canal.

Bien es conocido también que Shannon nos mostró los límites que podemos alcanzar tanto en la codificación de fuente (entropía) como en la codificación de canal (capacidad del canal), pero no nos mostró la forma de alcanzarlos. Es por ello que a partir de ese momento aparecieron nuevas áreas de investigación en el campo de las comunicaciones digitales, tratando de crear codificadores de fuente y correctores de errores que nos permitan alcanzar dichos límites.

2.4. Decisión Soft vs Decisión Hard

Es muy importante tener en consideración estos dos conceptos, ya que de ellos depende que tengamos una mejor o peor implementación en nuestro sistema. Si el demodulador (en

un sistema de transmisión que podría ser el de la Figura 2.1) realiza una *decisión hard* (esto quiere decir, a su salida tenemos un “0” ó un “1”, y nada más) y entrega el resultado al decodificador corrector de errores (o decodificador de canal), éste no tendrá ninguna información adicional sobre el canal; no sabrá si estamos muy seguros de que ese valor es correcto o, por el contrario, de que el valor verdaderamente obtenido estaba muy próximo al umbral establecido para decidir qué bit era y, por consiguiente, de que podemos habernos equivocado con una cierta probabilidad más o menos importante.

Sin embargo, si utilizamos una *decisión soft* en el demodulador, la información que pasaremos al decodificador de canal será mayor, ya que dispondremos de 2^n valores para codificar la información obtenida, donde n es el número de bits utilizados en la cuantificación de dichos valores recibidos. Así, por ejemplo, si utilizamos 3 bits en la cuantificación, dispondremos de 8 valores para representar dos posibles transmisiones: “0” ó “1”. De esta manera, si el valor recibido se cuantificó con un “ 1_4 ”, según la Figura 2.3, podemos decir que el valor recibido es un “1” con una probabilidad muy elevada. Por el contrario si recibimos un “ 0_1 ”, nos decantaremos por pensar que se había transmitido un “0” lógico pero no estaremos muy convencidos de ello.

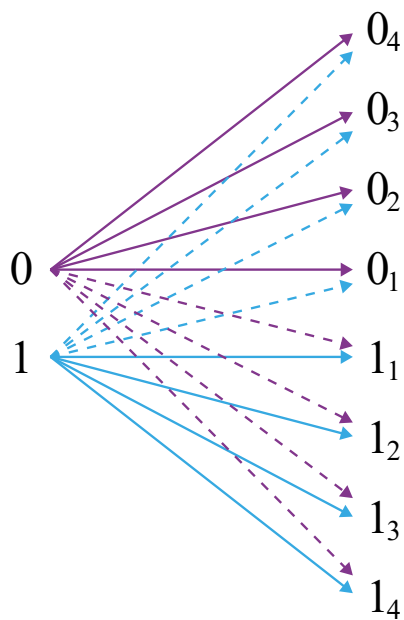


Figura 2.3: Valores recibidos con decisión soft en un canal discreto sin memoria

Gracias a esta información añadida que obtenemos al utilizar *decisión soft* podremos alcanzar mejores resultados en la tasa de error con los códigos correctores de errores que utilicen esta propiedad.

2.4.1. Discusión Bibliográfica de Decisión Soft vs Decisión Hard

En esta parte del trabajo, hablaremos de los estudios recientes publicados en instancias internacionales. Nos centraremos en enfatizar que algoritmo presenta mejores resultados a la

hora de implementarlos en los demoduladores de los sistemas de comunicaciones. Dicho esto, presentamos un estudio por los autores Rinu Jose y Ameenudeen Pe [13]. En este trabajo se compara en términos de rendimiento de la tasa de error de bit (BER) los algoritmos de decodificación de decisión hard y decisión soft de los códigos LDPC en el canal AWGN a diferentes velocidades de código y niveles de relación de señal a ruido (SNR). Los resultados muestran que el algoritmo de decodificación de decisión soft en el dominio de registro proporciona un mejor rendimiento de BER que el algoritmo de decodificación de decisión hard, independientemente del nivel de SNR.

El siguiente estudio publicado por los autores Oluwafemi I. Kolade y Daniel J. J. Versfeld [14]. Presenta un decodificador de decisión soft eficiente para códigos de bloques de permutación cuando se asume el canal AWGN y canales no selectivos de frecuencia de desvanecimiento lento. Los resultados muestran que el algoritmo propuesto logra una mejor ganancia de codificación en comparación con la decodificación de decisión hard. Una característica destacada del decodificador de decisión soft es que funciona dentro de la complejidad computacional práctica, especialmente para los grandes libros de códigos.

Otro trabajo publicado por los autores O. O. Ogundile y Y. O. Genga [15]. Presenta un algoritmo de decisión soft (SD) iterativo a nivel de símbolo para códigos Reed-Solomon basado en ecuaciones de verificación de paridad. El rendimiento del índice de error del algoritmo resultante se compara con el algoritmo de decisión hard Berlekamp-Massey (BM) y el algoritmo Koetter y Vardy-Guruswami y Sudán (KV-GS). El resultado verifica que el algoritmo iterativo (SD) supera a los algoritmos KV-GS y BM en un margen significativo mientras mantiene un nivel de complejidad de tiempo de decodificación razonable.

Los siguientes trabajos publicados por los autores Xuemei Li y Stefan Scholl [16] [17]. Han demostrado que la decodificación de decisión soft para códigos Reed-Solomon proporciona grandes ganancias de codificación en comparación con la decodificación de decisión hard convencional. La discusión de estos trabajos de investigación nos lleva a decidir que el algoritmo de decisión soft presenta mejores resultados que el algoritmo de decisión hard.

2.5. Tipos de Codificación de Canal

Los códigos correctores de errores o de codificación de canal pueden dividirse en *Códigos de Bloque* y *Códigos Convolucionales* [18]. Puede definirse una tercera clase de códigos, llamada *Turbo Códigos*, que según el autor que los describa pueden ser considerados incluso como una sub-clase de los códigos de bloque o de los códigos convolucionales. Esto es así porque los Turbo Códigos, al igual que los códigos de bloque, necesitan que todo el bloque de información a codificar y decodificar esté presente para comenzar cualquiera de estos dos procesos. Sin embargo, no obtiene los bits de paridad a partir de un sistema de ecuaciones (como los códigos de bloque), sino a partir de un registro de estados, como los códigos convolucionales. Es más, utiliza un mínimo de dos códigos convolucionales simples RSC para ello. Nosotros nos decantaremos por clasificarlos como una tercera clase de códigos independientes surgida de una mezcla de las dos anteriores.

Cabe mencionar que los códigos de bloque pueden dividirse a su vez en lineales y no lineales. Y dentro de los lineales podemos dividirlos en cíclicos y no cíclicos. Los más utilizados son los lineales, ya que gracias a esta propiedad es más sencillo implementar la codificación y la decodificación. Y dentro de ellos los más utilizados son los cíclicos, ya que esta propiedad nos permitirá realizar implementaciones tanto software como hardware. La Figura 2.4 nos muestra la clasificación de los códigos correctores de errores.

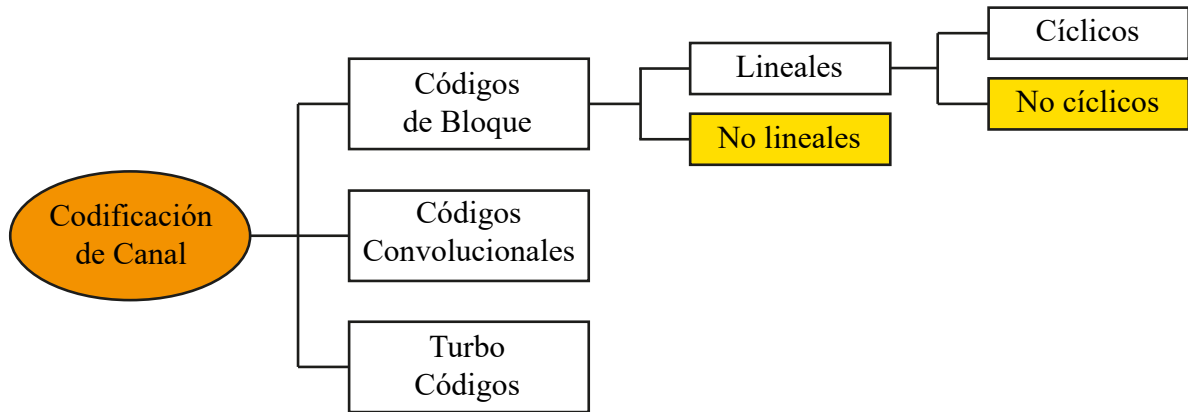


Figura 2.4: Clasificación de los códigos correctores de errores

2.6. Códigos de Bloque

Los códigos de bloque añaden la redundancia necesaria para discernir y corregir errores en forma de bloques (tal y como indica su nombre) y dependen única y exclusivamente de los datos a codificar en ese momento (en ningún caso dependen de datos anteriores). Se forman tomando bloques de información de longitud k , cuyas filas son llamadas secuencias de información, y codificándolas dentro de otras secuencias de longitud n , cumpliéndose $n > k$. Los bits añadidos (los últimos $(n-k)$ bits) son llamados bits de paridad, y son utilizados en el decodificador para encontrar y corregir errores. Cabe resaltar que dichos códigos se comportan muy bien frente a ráfagas de errores (muy frecuentes en sistemas de comunicaciones como los inalámbricos).

A diferencia de los códigos convolutivos (que veremos a continuación), los códigos de bloque necesitan disponer de todo el bloque de información para comenzar a codificar. Este hecho es un inconveniente para algunas aplicaciones, ya que disponer de toda la información previamente a la codificación implica un cierto retardo que no siempre será tolerable.

Otro inconveniente que presenta esta clase de códigos es que trabajan recibiendo decisión hard del canal, y como ya se ha comentado, para alcanzar mejores resoluciones próximas al límite de Shannon necesitamos utilizar decisión soft. Esta será la razón de peso por la que no utilizemos este tipo de codificación de canal en nuestro sistema a simular. A la hora de decodificar la información recibida suelen utilizarse diversos métodos algebraicos.

2.6.1. Discusión Bibliográfica de los Códigos de Bloque

En esta parte del trabajo, realizamos un análisis de los estudios recientes publicados en instancias internacionales. Discutiremos las ventajas y desventajas de los códigos de bloques en los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Los siguientes estudios publicados por los autores Chang-Ju Lin y Chih-Yao Huang [19] [20], habla de la codificación de bloque de frecuencia de espacio convencional (SFBC) utilizada en sistemas de múltiples entradas de múltiple salida (MIMO) que permuta las componentes espectrales de la señal transmitida y hace que SC-FDMA pierda la propiedad de baja PAPR.

Otro trabajo publicado por los autores Farokh Koroupi y Alireza Morsali [21]. Presenta los códigos de bloques de espacio-frecuencia cuasi-ortogonales (QOSFBCs) y los códigos de bloques de espacio-tiempo-frecuencia cuasi-ortogonales (QOSTFBCs) que se encuentran entre los principales candidatos para la implementación en sistemas de comunicaciones de múltiples entradas y múltiples salidas. En este trabajo, estos códigos se introdujeron para dos antenas de transmisión y se demuestra que son de diversidad total dentro de canales con perfil de igual potencia y retardos enteros.

El siguiente estudio publicado por los autores Mitchell J Grabner y Xinrong Li [22]. Muestran que el uso actual de códigos de bloques de espacio-tiempo algebraicos (STBC) como códigos dorados y códigos enteros (ICs) en sistemas de comunicación inalámbricos de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) está limitado por la falta de capacidad de los decodificadores para producir logaritmo de verosimilitud ratios (LLRs) para la compatibilidad con los códigos avanzados de corrección de errores de entrada suave (FEC).

Aunque este tipo de codificación de canal es un poco antigua, todavía hay muchos estudios que se realizan para otras aplicaciones.

2.7. Códigos Convolucionales

Dado que los constituyentes que forman los codificadores de los Turbo Códigos son Códigos Convolucionales, en este apartado explicaremos detenidamente estos códigos correctores de errores que durante años han sido ampliamente utilizados en multitud de aplicaciones. Y es que la propiedad de poder utilizar información soft del canal en tiempo real ha sido la gran ventaja sobre los códigos de bloque y la que ha hecho posible su utilización en muchos sistemas de comunicaciones. Así pues, presentamos a continuación dichos códigos, y más concretamente los binarios, es decir, aquellos cuyos datos de entrada pueden adquirir los valores $\{0, 1\}$.

2.7.1. Estructura del Codificador

Como ya se ha comentado previamente, la codificación convolucional no necesita disponer de todo un bloque de información a codificar para comenzar dicho proceso. Es más, cada vez

que recibimos un bit de información podemos codificarlo teniendo en cuenta únicamente el estado del codificador en ese instante, por lo que vemos que es un tipo de codificación que depende de los bits transmitidos en instantes anteriores. Este hecho no quiere decir que a la hora de codificar finalmente dividamos la información a transmitir en bloques cuya longitud nos sea adecuada, ya que esto facilitará ambos procesos: la codificación y la decodificación.

El proceso de codificación introduce la redundancia aprovechando las características bien conocidas de los registros de estados (LSR, Linear Shift Register). En ellos nos basta conocer la entrada y el estado del codificador para automáticamente obtener la salida. Con tal finalidad un conjunto de m biestables nos almacenará los valores de las m entradas anteriores, obteniendo así un total de 2^m estados posibles. La secuencia de bits codificada se genera como suma en módulo dos de las diferentes uniones establecidas en el codificador. Un ejemplo es el que se muestra en la Figura 2.5, donde se observan los biestables y las sumas xor efectuadas.

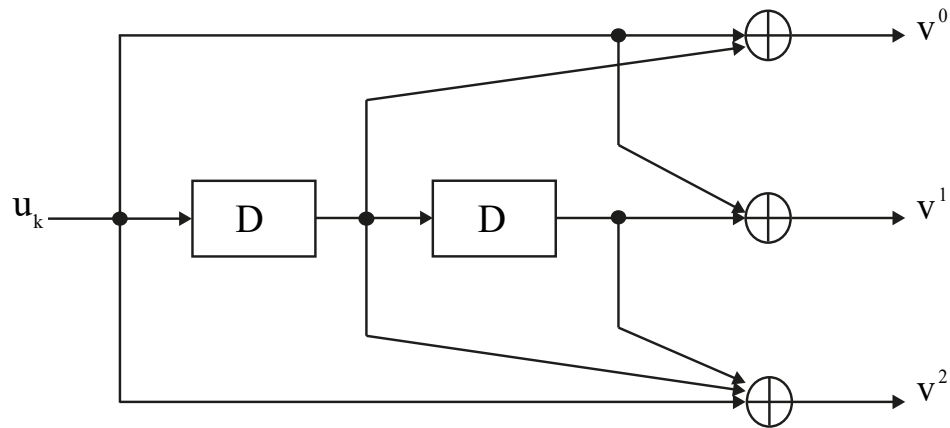


Figura 2.5: Ejemplo de codificador convolucional de memoria 2

Existen una serie de parámetros de interés que definen y caracterizan un código convolucional, y son los siguientes:

1. **Tasa de codificación (r):** Relación entre los bits de entrada (k) y los de salida (n). Suele expresarse en forma de fracción: $r = k/n$. El codificador del ejemplo anterior tiene una tasa de $1/3$, ya que por cada bit de entrada (u_k) tenemos tres de salida (v^0, v^1, v^2).
2. **Memoria máxima (m):** El número de biestables del codificador define la memoria de dicho codificador. Pero el máximo número de biestables dentro de un mismo registro de estado nos define la memoria máxima. Para el caso en el que $r=1/n$, es decir, tengamos una sola entrada, los conceptos de memoria y memoria máxima coinciden.
3. **Constraint length (K):** Nos indica el número máximo de bits de los cuales depende la salida. Según esta definición: $K = m + 1$.

Si describimos el proceso de codificación de forma matemática observamos que dicho proceso consiste en realizar tantas *convoluciones* como salidas tengamos (de ahí el nombre de estos códigos). Por lo que podemos escribir para cada una de las salidas:

$$v_k^n = \sum_{i=0}^m g_{i,k}^{(n)} \times u_{k-1} \quad (2.4)$$

Donde n representa cada una de las salidas del codificador, k es el instante en el que entra el dato u_k y $g_{i,k}^{(n)}$ representa el polinomio formado por cada una de las conexiones del registro de estados para la salida n . $g^{(n)} = \{g_{i,k}^{(n)}\}$ son los generadores de los codificadores, expresados en forma octal.

2.7.2. Representaciones del Codificador

Existen varias formas equivalentes de representar la codificación realizada por un código convolucional. Las más utilizadas son:

1. Forma matricial o polinómica.
2. Diagrama de estados.
3. Diagrama de caminos (Trellis Diagram Representation).

2.7.3. Representación Matricial o Polinómica

Para tener una representación matricial o polinómica completa tenemos dos posibilidades: o bien describimos los polinomios generadores (o matriz de conexiones) de cada una de las salidas, o bien la matriz generadora del código que nos indica las conexiones que se efectúan en cada uno de los biestables.

Polinomios generadores o matriz de conexiones

Describir los polinomios generadores de cada una de las salidas es muy sencillo, ya que solo consiste en asignar los valores “1” o “0” a cada una de las conexiones del LSR dependiendo de si existen (“1”) o no (“0”), incluyendo la del bit de entrada y teniendo en cuenta que ésta es la conexión de menor peso. Así, cada uno de los polinomios tendrá un grado máximo igual a la memoria (m), y vendrá dado según la siguiente expresión:

$$g^i = g_0^i + g_1^i \times D + \dots + g_m^i \times D^m \quad (2.5)$$

Donde g_j^i nos indica el valor de la conexión j para la salida i , y tomará el valor “1” si existe esa conexión físicamente y “0” si no existe. En el ejemplo de la Figura 2.5 tenemos los siguientes polinomios:

$$g^0(D) = 1 + D$$

$$g^1(D) = 1 + D^2$$

$$g^2(D) = 1 + D + D^2$$

Todos los polinomios del codificador suelen expresarse en forma octal. Y cuando mostramos todos los polinomios generadores en forma de matriz estamos hablando de la matriz de conexiones (G). En nuestro ejemplo:

$$G = \{g^0, g^1, g^2\} = \{6, 5, 7\}$$

Matriz generadora del código (G)

La representación de la matriz generadora G (mismo símbolo que para la matriz de conexiones), al igual que los polinomios generadores de cada salida, muestra las conexiones hardware de los LSR que intervienen en las sumas módulo-2 que se efectúan. La diferencia se encuentra en que ahora nos fijaremos en las conexiones efectuadas a la entrada o salida de un mismo biestable para todas las salidas.

En general y para un código convolucional de tasa de codificación k/n la representación matricial G consistirá en una matriz de k filas, donde cada una de ellas contendrá toda la información de cada uno de los LSR del código, cumpliendo (según la notación de la Figura 2.5):

$$v = u \times G \tag{2.6}$$

Pero tal y como habíamos mencionado anteriormente, nos interesan los casos en que $k=1$, por lo que G pasará a ser una matriz de una sola fila, y en ella tendremos tantos elementos como conexiones posibles, es decir, la memoria del codificador más uno ($m+1$):

$$G = [G_0, G_1, \dots, G_m] \tag{2.7}$$

Cada G_i representa las conexiones establecidas en cada una de las salidas para el biestable i . Por lo que también las podemos expresar como:

$$G_i = [g_i^0, g_i^1, \dots, g_i^{n-1}] \tag{2.8}$$

Donde g_i^j representa la conexión i de la salida j del LSR, y cuyo valor será “1” si existe la conexión para el biestable i -ésimo de dicha salida y “0” en caso contrario. Normalmente esta expresión suele realizarse de forma *polinómica*, por lo que pasamos a tener:

$$G(D) = G_0 + G_1 \times D + \dots + G_m \times D^m \tag{2.9}$$

Así, volviendo al caso del codificador de la Figura 2.5, tenemos la siguiente matriz generadora:

$$G(D) = [111] + [101] \times D + [011] \times D^2$$

2.7.4. Diagrama de Estados

Esta es una de las técnicas más utilizadas para describir el funcionamiento de un código convolucional. Consiste en mostrar gráficamente las transiciones entre los diferentes estados teniendo en cuenta el estado actual y el bit de entrada. Para el ejemplo de la Figura 2.5 tenemos el siguiente diagrama:

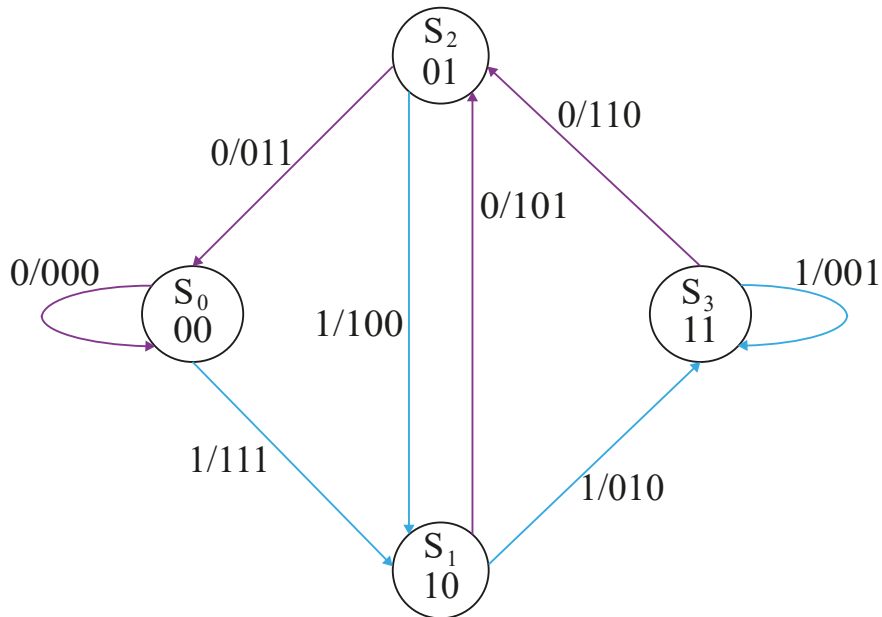


Figura 2.6: Diagrama de estados del codificador de la Figura 2.5

En la Figura 2.6 se observa que la información del estado del codificador se encuentra en los círculos. En este caso, al ser el codificador de memoria 2 tenemos cuatro estados posibles: $S_0 = 00$, $S_1 = 10$, $S_2 = 01$ y $S_3 = 11$. Cada nuevo bit de entrada causa una transición entre estados, descrita mediante las líneas unidireccionales que unen dichos círculos. La información incluida en cada trayectoria de transición, denotada como u/v , representa el bit de entrada u y la palabra codificada de salida v teniendo en cuenta el estado S_i en el que nos encontramos. En este caso tenemos un codificador de rate $1/3$, por lo que por cada bit de entrada tendremos 3 de salida (tal y como nos indica el diagrama).

2.7.5. Diagrama de Caminos (Trellis o Enrejado)

Esta forma es básicamente una re-descripción del diagrama de estados, pero es muy utilizada debido a que hace más fácil y entendible el proceso de decodificación. Consiste en mostrar todas las posibles transiciones entre estados para cada iteración temporal (puede entenderse como una expansión temporal del diagrama de estados). El *trellis* siempre comienza en el estado cero (S_0), debido a que también en la práctica cada vez que se comienza la transmisión de un nuevo bloque debe partirse del estado cero, para así comenzar posteriormente la decodificación desde un estado conocido. Normalmente una leyenda acompaña al *trellis* para mostrar las transiciones de estados y sus correspondientes entradas y salidas (u/v) de forma general.

He aquí el trellis y la leyenda del codificador del ejemplo de la Figura 2.5 se muestran en la Figura 2.7 y Figura 2.8, respectivamente:

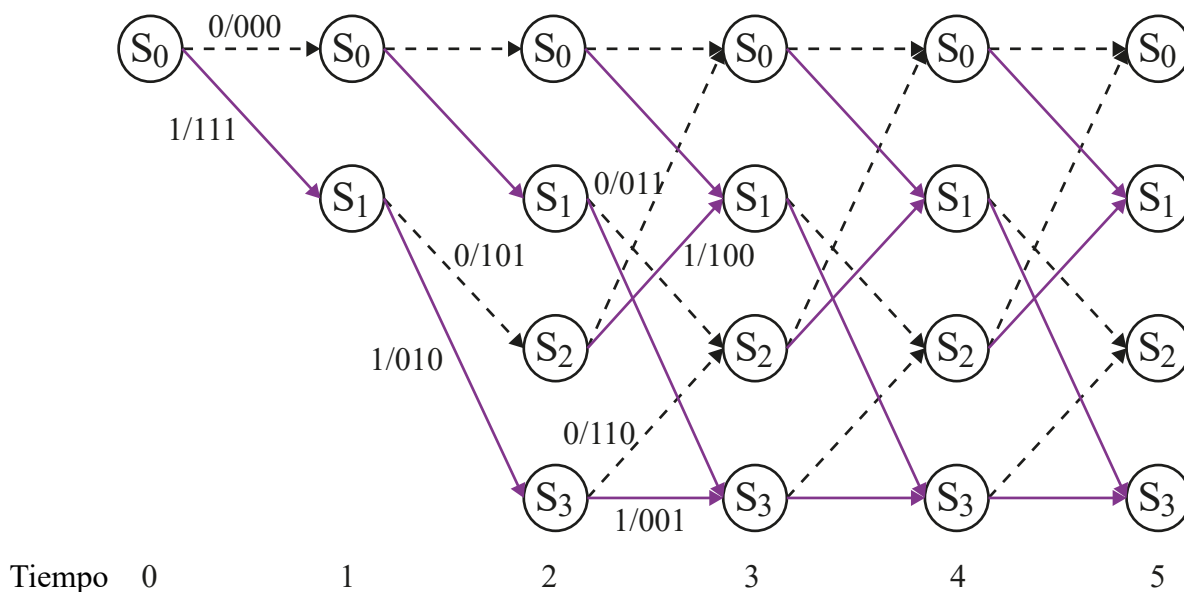


Figura 2.7: Trellis del codificador de la Figura 2.5

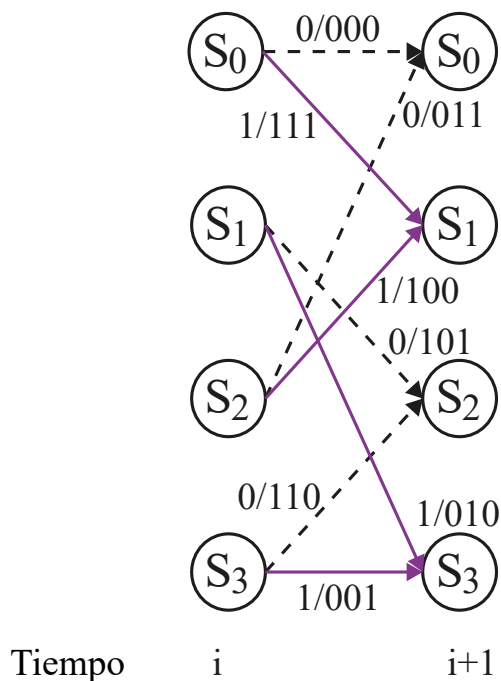


Figura 2.8: Leyenda del codificador de la Figura 2.5

2.7.6. Distancias de los Códigos Convolutivos

Las distancias de un código de canal son muy importantes, ya que reflejan la capacidad de dicho código para detectar y corregir errores. Existen dos conceptos básicos a tener en cuenta a la hora de hablar de las distancias de un código: *peso* y *distancia de Hamming*. El *peso de Hamming* de una secuencia, $w_H(x)$, es el número de posiciones distintas de cero dentro de la secuencia x . Análogamente, la *distancia de Hamming* entre dos secuencias, $d_H(x_1, x_2)$, es el número de posiciones en las que ambas secuencias difieren. Así:

$$d_H(x_1, x_2) = w_H(x_1, x_2) \tag{2.10}$$

La distancia más importante de los códigos convolutivos (C) es la *distancia libre*, que se define como la mínima distancia de Hamming entre dos secuencias:

$$d_{free} = \min_{v_1, v_2 \in C} \{d_H(v_1, v_2)\} = \min_{v \in C/0} \{w_H(v)\} \tag{2.11}$$

Donde la segunda igualdad proviene de la linealidad del código, ya que la diferencia entre dos secuencias codificadas es también una secuencia codificada. Su importancia deriva en que esta distancia nos indica la capacidad correctora del código convolutivo. Podremos llegar a corregir una secuencia errónea (e) si:

$$w_H(e) < \frac{d_{free}}{2} \quad (2.12)$$

Así, cuanto mayor sea la distancia libre del código, mejores serán las prestaciones y la capacidad correctora de dicho código.

2.7.7. RSC vs NSC

Existen varios tipos de códigos convolucionales, aunque especialmente dos de ellos poseen un gran interés práctico: los códigos Convolucionales No Sistemáticos (NSC, *Non-Systematic Convolutional*) y los códigos Convolucionales Sistemáticos y Recursivos (RSC, *Recursive Systematic Convolutional*).

Se dice que un código es *sistemático* (SC, *Systematic Convolutional*) si los bits de información que entran al codificador son también transmitidos a través del canal. Si esto no sucede el código será *no sistemático*, como ocurre en los códigos convencionales (como por ejemplo el de la Figura 2.5).

En general, los códigos NSC presentan mejores prestaciones (menor BER) a altas SNR's (Berrou [23], [24]), debido a que poseen una mayor distancia libre que los SC. A bajas SNR's normalmente suele suceder lo contrario.

Pero además, dentro de la familia de códigos SC encontramos los *recursivos* (RSC), donde una de sus salidas realimenta a la entrada. Estos códigos son interesantes porque, por una parte, conseguimos igualar las propiedades de distancia libre respecto los NSC (por lo que conseguiremos resultados similares para altas SNR's, donde los SC empeoraban), y, además, a bajas SNR's se comporta como los SC, mejorando las prestaciones de los NSC.

En general y tal como explica Berrou [23] los códigos RSC mejoran las prestaciones de sus equivalentes NSC a cualquier SNR para *rates* mayores a 2/3.

2.7.8. Proceso de Decodificación (Algoritmo de Viterbi)

Existen varios algoritmos basados en el *trellis* para decodificar códigos convolucionales. Entre ellos destaca el que propuso A.J. Viterbi en 1967 [25] y que lleva su mismo nombre. Este es el decodificador óptimo que maximiza la probabilidad de la estimación de la secuencia recibida (máxima verosimilitud, ML, *Maximum Likelihood*), o lo que es lo mismo, minimiza la probabilidad de error de la trama. Y se impuso por encima de otros algoritmos también importantes como el *MAP* (algoritmo óptimo que obtiene el símbolo más probablemente transmitido, o equivalentemente, minimiza la probabilidad de error de símbolo), y que fue durante mucho tiempo olvidado debido a su alta complejidad de implementación.

Fundamentos matemáticos

Tal y como ya se ha comentado, el algoritmo de viterbi es un algoritmo de máxima verosimilitud, es decir, maximiza la probabilidad de la estimación de la secuencia recibida. Por tanto, si consideramos que \underline{y} es nuestra secuencia recibida y que \underline{s} representa cada una de las posibles secuencias que podemos recibir (ya que al utilizar codificación tendremos secuencias posibles y no posibles), entonces con el algoritmo de viterbi lo que estamos buscando es:

$$\hat{\underline{s}} = \underset{\underline{s}}{\text{máx}} \{P(\underline{s} | \underline{y})\} \quad (2.13)$$

Es decir, la secuencia más probable dado que hemos recibido \underline{y} . Aplicando el Teorema de Bayes podemos escribir la expresión 2.13 de la siguiente manera:

$$\hat{\underline{s}} = \underset{\underline{s}}{\text{máx}} \left\{ \frac{P(\underline{y}|\underline{s}) \times P(\underline{s})}{P(\underline{y})} \right\} = \underset{\underline{s}}{\text{máx}} \{P(\underline{y} | \underline{s}) \times P(\underline{s})\} \quad (2.14)$$

La segunda igualdad se da debido a que $P(\underline{y})$ se mantiene constante para todas las secuencias de estado.

Considerando que estamos trabajando con un proceso de Markov, suponiendo un canal sin memoria, donde el ruido que afecta a cada uno de los bits es independiente de los restantes y teniendo en cuenta la teoría de probabilidades, que nos dice que la probabilidad de un evento formado por múltiples sucesos independientes coincide con el producto de cada una de las probabilidades de dichos sucesos, podemos inferir de la expresión 2.14 que:

$$\hat{\underline{s}} = \underset{\underline{s}}{\text{máx}} \left\{ \prod_{k=0}^{L+m-1} P(y_k | x_k) \times \prod_{k=0}^{L+m-1} P(s_{k+1} | s_k) \right\} \quad (2.15)$$

Donde hemos supuesto una secuencia de $L+m$ bits, L como longitud original de la secuencia más m bits, tantos como la memoria del codificador, para finalizar la transmisión en el estado cero. La secuencia \underline{x} corresponde con la secuencia transmitida, por lo que y_k y x_k serán respectivamente las palabras codificadas recibida y transmitida en el instante k . Cabe resaltar el hecho de que $P(s_{k+1} | s_k)$ es la probabilidad de llegar al estado s_{k+1} partiendo del estado s_k , por lo que dicha probabilidad coincidirá con la probabilidad del bit de entrada (u_k) que hará que pasemos del estado k al estado $k + 1$, es decir, $P(u_k)$.

Pero maximizar la función anterior es equivalente a maximizar el *logaritmo natural* de dicha función, debido a que el logaritmo es una función monótona y creciente. Este cambio será importante realizarlo si deseamos evitar el coste computacional que introducen las multiplicaciones. Así, recordando que el logaritmo de un producto corresponde con la suma de logaritmos, tenemos:

$$\begin{aligned}
\hat{s} &= \underset{s}{\text{máx}} \left(\sum_{k=0}^{L+m-1} \ln P(y_k | x_k) + \sum_{k=0}^{L+m-1} \ln P(s_{k+1} | s_k) \right) \\
&= \underset{s}{\text{máx}} \left(\sum_{k=0}^{L+m-1} \ln P(y_k | x_k) + \sum_{k=0}^{L+m-1} \ln P(u_k) \right)
\end{aligned} \tag{2.16}$$

A la probabilidad asociada a cada uno de los cambios posibles entre estados se les conoce como métricas, $\lambda(s_k = \sigma; s_{k+1} = \sigma')$. Aunque esta forma de expresar las métricas es muy usual, a partir de ahora en adelante y por comodidad utilizaremos la siguiente nomenclatura, también utilizada en la bibliografía: $\lambda(s_k \rightarrow s_{k+1})$. De esta forma, de la expresión 2.16 podemos inferir que cada una de las métricas puede calcularse como:

$$\lambda(s_k \rightarrow s_{k+1}) \stackrel{\text{def}}{=} \ln P(y_k | x_k) + \ln P(u_k) \tag{2.17}$$

Y la métrica total para un camino completo coincidirá con la suma de las métricas individuales de cada uno de los cambios de estado que se produzcan:

$$\lambda_i(s_0 \rightarrow s_{L+m-1}) = \sum_{k=0}^{L+m-1} \lambda(s_k \rightarrow s_{k+1}) \tag{2.18}$$

Donde i representa cada uno de los caminos posibles. De la misma forma se calcularía la métrica para un segmento dentro del camino completo, teniendo en cuenta todas las métricas de cada una de las transiciones que se producen dentro de dicho segmento.

Así ahora sólo nos quedaría asignar valores a cada una de las probabilidades que aparecen en las métricas. En muchas aplicaciones los bits de información serán equiprobables, por lo que $P(u_k)$ será la misma para todo instante de tiempo k y no será necesario tenerla en cuenta.

Implementación

La finalidad del algoritmo de viterbi es la de encontrar la secuencia que con mayor probabilidad fue enviada habiendo recibido una secuencia \underline{y} contaminada por ruido. Par ello cada vez que se dispone de un nuevo símbolo el algoritmo calcula una serie de métricas (probabilidades de que habiendo recibido un valor del canal corresponda a un “0” o un “1” lógicos) teniendo en cuenta el valor recibido y el posible bit transmitido. Estos valores se suman a las métricas acumuladas por el camino correspondiente de la siguiente forma:

$$M(s_k) = M(s_{k-1}) + \lambda(s_{k-1} \rightarrow s_k) \tag{2.19}$$

De los dos caminos que llegan a cada estado, el algoritmo de viterbi elimina aquellos que no sean candidatos a obtener finalmente una decisión de máxima verosimilitud; es decir, aquellos cuya métrica acumulada sea menor. El camino elegido se denomina *camino superviviente*. Esta selección de caminos se realiza en todos los estados del *trellis*, por lo que iremos almacenando tantos caminos supervivientes como estados disponibles. El descarte de caminos hace que la necesidad de recursos de memoria sea mucho menor, sin empeorar por ello la ejecución, ya que los caminos eliminados no contribuyen a una decodificación de máxima verosimilitud.

Finalmente y una vez se hayan recibido todos los bits, para obtener la secuencia más probable sólo tenemos que recorrer el *trellis* almacenado de forma inversa, es decir, desde el último estado hasta el primero. Como último estado tomaremos el cero si se utilizó terminación en el proceso de codificación. En caso contrario tomaríamos como último estado el que tuviese mayor métrica.

Profundidad de decodificación

Bien es sabido que el decodificador de Viterbi trabaja de forma totalmente óptima si la decodificación se lleva a cabo al final de toda la secuencia transmitida. Este hecho nos impediría trabajar con este decodificador en aplicaciones de tiempo real. Por eso lo que se hace es utilizar una *ventana* temporal que separa los bits “fijados” de los que todavía no lo están. Y cuando decimos *fijados* nos referimos a todos aquellos bits que se recibieron bastantes instantes de tiempo atrás y cuya probabilidad de que varíen de valor es muy pequeña. Por “bastantes instantes de tiempo atrás” entendemos entre 6 y 7 veces el valor del *constraint length* del código en cuestión.

Así, por ejemplo, si tenemos un código de $m = 2 \rightarrow K = m + 1 = 3$. En este caso podríamos dar por buenos todos aquellos bits cuya antigüedad supera los 21 (7×3) instantes de tiempo.

Complejidad en la decodificación de códigos convolucionales

Para un código convolucional general con k entradas de bits de información y L intervalos de tiempo de transmisión, la secuencia entrante de información tendrá un total de $k \times L$ bits. De esta forma tendremos un total de $2^{k \times L}$ posibles caminos distintos a examinar, por lo que *a priori* la complejidad computacional de la decodificación es del orden de $[2^{k \times L}]$. El algoritmo de viterbi reduce esta complejidad ejecutando la búsqueda de caminos en cada instante de tiempo en el *trellis*. En cada estado hay un total de 2^k calculos. Y el número de estados en cada instante de tiempo es de 2^m . Así, la complejidad del algoritmo de viterbi es del orden de $[(2^k)(2^m)(L + m)]$, donde la última m aparece debido a la terminación de la codificación, que deseamos que se realice en el estado cero. Observamos que se reduce de forma significativa el número de operaciones necesarias para implementar un algoritmo de máxima verosimilitud, ya que ahora el número de intervalos L es un factor lineal en la complejidad y no exponencial, como asumíamos al inicio de este razonamiento.

De todas formas el algoritmo incrementa el número de operaciones de forma exponencial

si k o L aumentan.

2.7.9. Discusión Bibliográfica de los Códigos Convolucionales

En esta parte del trabajo, realizamos un estudio de los artículos científicos recientes publicados en instancias internacionales. Hablaremos de la codificación de Trellis y decodificación de Viterbi aplicados a los sistemas de comunicaciones modernas. En un trabajo de investigación presentado por los autores Taewoo Lee y Hideki Ochiai [26] [27]. Presenta una técnica de reducción de potencia de pico basada en la conformación de trellis desarrollada para la modulación de portadora única convencional, donde se demostró que se puede lograr una reducción de PAPR significativa para las señales de SC-FDMA.

Los estándares inalámbricos optimizan su capacidad gracias a técnicas tales como las avanzadas tecnologías de corrección de errores (FEC), como la baja paridad de verificación de paridad y los códigos Turbo. Además, algunos FEC estandarizados se pueden interpretar como códigos Trellis. Los autores Jean Dion y Marie-Helene Hamon [28]. Presentan en su trabajo de investigación los algoritmos iterativos basados en Trellis que son competitivos para decodificar varios códigos. Donde proporcionan un decodificador multiestándar aplicado en los códigos 3GPP-LTE e IEEE 802.11n.

La corrección de errores adelantados (FEC) es una técnica apropiada utilizada para controlar el error en la transmisión de dato sobre canales ruidosos de comunicación moderna. La codificación convolucional utilizando la decodificación de Viterbi es una de las técnicas de FEC utilizadas en el sistema de comunicación inalámbrico moderno. Los autores Semardeep Dhaliwal y Navdeep Singh [29]. Publican un estudio de análisis de rendimiento de la tasa de errores de bit (BER) del código convolucional sobre diferentes velocidades de código y la longitud de restricción utilizando el decodificador Viterbi de decisión estricta.

El codificador convolucional se aplica ampliamente en muchos estándares de comunicación inalámbrica, incluidas las comunicaciones móviles 3G/4G, las transmisiones DVB (Digital Video Broadcasting), IoT (Internet of Things), y así sucesivamente. En un trabajo de investigación presentado por los autores Xuying Zhao y Khloud Mostafa [30] [31]. Se propone un diseño de decodificador de Viterbi de alto rendimiento reconfigurable para LTE, WiMAX, CDMA2000, GSM y TD-SCDMA.

Se ha demostrado que todavía hay mucha literatura que estudia los códigos convolucionales, específicamente Trellis-Viterbi. Es por esta razón que este trabajo utiliza este tipo de codificación de canal para estudiar el sistema SC-FDMA.

2.8. Turbo Códigos

Los Turbo Códigos, desde que fueron introducidos por Berrou, Glavieux y Thitimajshima en 1993 [23], han generado un importante interés en la codificación de canal. Como ya se ha comentado, en mucha bibliografía esta nueva clase de códigos de canal es considerada

como códigos de bloque (debido a que requiere de toda la secuencia a transmitir antes de empezar la codificación) o, por el contrario, como una subclase de la codificación convolucional (debido a que el codificador consta de dos o más códigos convolucionales RSC). Nosotros la consideraremos como una clase independiente y que podría entenderse como el resultado de la combinación de ambas.

En [24], Berrou y Glavieux demostraron que utilizando un codificador de tasa $1/2$ y grandes longitudes de trama, la relación señal a ruido (SNR) necesaria para que la probabilidad de error de bit fuese menor de 10^{-5} es 0.7 dB. De esta manera, los turbo códigos son apropiados para aplicaciones donde la SNR es muy pequeña o donde el consumo de potencia requerido o deseado es limitado.

Existen varias formas de unir o concatenar los códigos RSC dentro del codificador: concatenado en paralelo (PCCC, *Parallel Concatenated Convolutional Codes*), concatenado en serie (PCCC, *Serial Concatenated Convolutional Codes*) y concatenación híbrida (HCCC, *Hybrid Concatenated Convolutional Codes*). Por ser la más extendida, a continuación analizaremos el concatenado en paralelo (PCCC).

2.8.1. Turbo Codificador

El codificador del Turbo Código con concatenación en paralelo utiliza un mínimo de dos códigos convolucionales RSC en paralelo (tal como indica su nombre) y separados por un entrelazador (*turbo interleaver*). Sin pérdida de generalidad consideraremos a partir de ahora que el codificador está formado únicamente por dos códigos RSC, que serán llamados los *códigos constituyentes* del turbo código. Un esquema básico del turbo código sería por tanto el de la Figura 2.9.

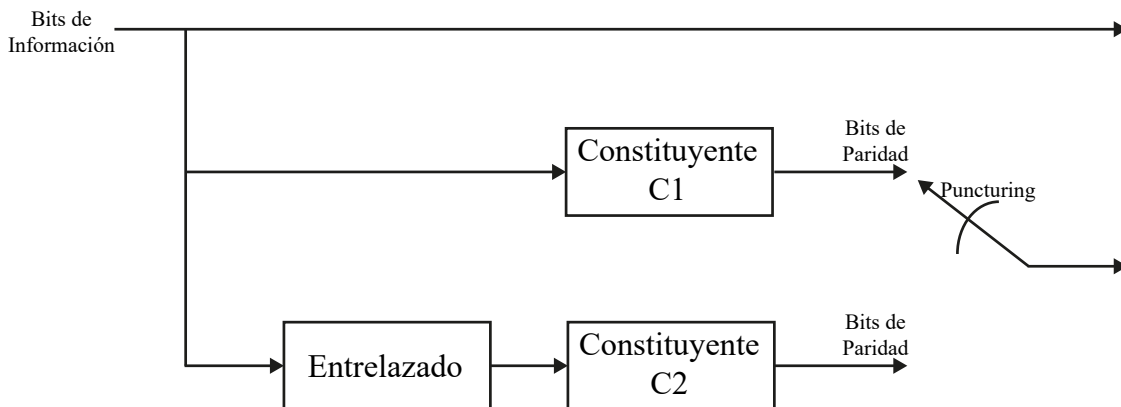


Figura 2.9: Esquema básico del codificador del Turbo Código

Como se observa, los bits de información son codificados por ambos RSC. El primero de ellos los recibe en su orden original, mientras que el segundo los recibe permutados por el entrelazador. Puesto que los constituyentes del codificador son códigos sistemáticos, los bits de entrada (*bits sistemáticos*) son también transmitidos a través del canal, mientras que los bits resultantes de la codificación (*bits de paridad*) serán o no transmitidos dependiendo de

si existe o no *puncturing* en dicho proceso de codificación. Así, por ejemplo, si consideramos códigos constituyentes de tasa 1/2 y una tasa global del turbo código de 1/3, todos los bits de paridad serán transmitidos, mientras que para una tasa del turbo código de 1/2, sólo la mitad de los bits de paridad de cada uno de los constituyentes serán enviados a través del canal.

Como los bits de información de entrada son los mismos para ambos constituyentes (aunque en distinto orden), sólo será necesario transmitir los del primer RSC; los del segundo los obtendremos en el receptor aplicando un entrelazado inverso, por lo que conseguimos disminuir así el *overhead* de la transmisión. Ésta es una de las razones que hacen interesantes la utilización de códigos convolucionales sistemáticos como constituyentes de los turbo códigos.

Cabe resaltar el hecho de que por un lado tendremos la tasa de los constituyentes (que no tienen por qué coincidir) y por otro la tasa del turbo código. Si consideramos como R_1 y R_2 las tasas de los códigos constituyentes C_1 y C_2 , después de realizar el posible *puncturing* podrán ser diferentes, pero para obtener un mejor resultado tendrán que cumplir que $R_1 \leq R_2$ [24]. Y la tasa total del turbo código (R) será:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad (2.20)$$

A partir de ahora y sin pérdida de generalidad en esta explicación, consideraremos que ambos constituyentes son iguales (aunque esta condición no es necesaria), ya que es la forma más habitual en la que aparecen.

2.8.2. Discusión Bibliográfica de los Turbo Códigos

En esta parte del trabajo, realizamos un estudio de los Turbo códigos aplicados a los sistemas de comunicación de última generación. Este estudio se realiza en base a trabajos de investigación recientes publicados en instancias internacionales.

Las arquitecturas de decodificador LTE Turbo código de última generación soportan los rendimientos de varios Gbps empleando el paralelismo en diferentes niveles arquitectónicos. Sin embargo, también debe conservarse una flexibilidad muy alta con respecto a los tamaños de código de bloque y las tasas de código. En este artículo, los autores Stefan Weithoffer y Norbert Wehn [32] [33]. Proponen nuevas técnicas basadas en el símbolo forzado y los métodos de flip-and-check, que mejoran el rendimiento de las comunicaciones de los decodificadores LTE Turbo código de última generación en el caso de longitudes cortas de códigos de bloques y altas tasas de códigos.

En los sistemas de comunicación móvil como LTE, los esquemas híbridos ARQ (HARQ) basados en códigos Turbo han demostrado ser muy efectivos para garantizar una transmisión confiable. Sin embargo, varias estrategias modificadas de decodificación HARQ y Turbo se han desarrollado recientemente para mejorar aún más el rendimiento. Este documento [34], propone un esquema de codificación mejorado para LTE que combina una estrategia de

codificación Turbo modificada con ARQ híbrido basado en confiabilidad (RB-HARQ). Los resultados de la simulación muestran que los códigos asimétricos LTE Turbo modificados propuestos proporcionan una ganancia promedio de 1 dB en E_b/N_0 sobre un código LTE Turbo convencional con RB-HARQ y también mejora el rendimiento.

En este artículo [35], proponemos un algoritmo de decodificación de turbo de decodificación de estadísticas ordenadas (OSD) eficaz para los códigos turbo LTE para mejorar el rendimiento de error de la decodificación turbo convencional. Se puede lograr una ganancia de rendimiento más significativa para códigos cortos y códigos pinchados de alta velocidad. Considerando la oscilación de razón de verosimilitud de registro (LLR), presentamos un método más confiable para reconstruir la secuencia de información ordenada en términos de la LLR acumulada de cada bit en la palabra de código. Además, presentamos un método de codificación simple basado en la inversión de bits para disminuir la complejidad computacional. Los resultados de la simulación muestran que se logran mejoras notables en el rendimiento mediante los esquemas propuestos de OSD.

2.9. Características del Canal de Radio

La propagación de señales de radio en los sistemas celulares es objeto de un gran cuerpo de investigación teórica y experimental, y una exposición exhaustiva de cuestiones importantes llenaría un volumen mayor que este trabajo. En esta sección el propósito de los párrafos siguientes es describir brevemente los principales impedimentos de transmisión encontrados por las señales celulares, haciendo hincapié en las deficiencias que tienen los efectos más fuertes sobre el diseño y el rendimiento de las tecnologías de transmisión de banda ancha incluyendo SC-FDMA.

Los impedimentos se pueden agrupar en tres categorías de acuerdo con los fenómenos que los causan:

1. Deficiencias debidas a la física de la propagación de radio del transmisor al receptor.
2. Deficiencias debidas a la presencia de señales extrañas en la antena receptora; y
3. Deficiencias debidas a las propiedades de los equipos de transmisión y recepción.

La Tabla 2.1 es una lista de las principales deficiencias en cada categoría.

Tabla 2.1: Deficiencias de transmisión en sistemas celulares

Física de la propagación de radio	Señales extrañas	Equipo de transmisión y recepción
Atenuación Ensombrecimiento Doppler Interferencia entre símbolos Desvanecimiento plano Desvanecimiento selectivo en frecuencia	Interferencia co-canal Interferencia de canal adyacente Ruido de impulso Ruido blanco	Ruido blanco Distorsión no lineal Compensación de frecuencia y fase Errores de temporización

2.9.1. Física de la Transmisión de Radio

Atenuación

La energía irradiada de una antena omnidireccional llena una esfera, y por lo tanto la fracción de la energía original incidente sobre una antena receptora varía inversamente con la distancia entre las antenas transmisora y receptora. En el espacio libre la energía recibida sería inversamente proporcional al cuadrado de la distancia (d metros). Para las señales terrestres la energía recibida también varía inversamente con la distancia (como $1/d^\alpha$), pero varios factores ambientales dan lugar al exponente $\alpha > 2$. En la mayoría de los entornos celulares, $3,5 \leq \alpha \leq 4,5$. Las señales transmitidas desde antenas direccionales tienen una relación similar entre la energía recibida y la distancia, pero la constante de proporcionalidad depende de las ganancias de antena determinadas por la naturaleza de las antenas de transmisión y recepción.

Ensombrecimiento

Si la atenuación fuera el único efecto de la distancia en la intensidad de la señal, se recibiría una señal con igual potencia en todos los puntos igualmente distantes de un transmisor [36]. Sin embargo, debido a diferencias en la trayectoria tomada por la señal transmitida, hay variación notable en la potencia en las señales recibidas en diferentes puntos en un círculo que rodea a un transmisor. La Figura 2.10 ilustra esta situación. Es un diagrama de dispersión de la potencia de señal recibida, medida en dBm - decibelios en relación con 1 mW - en función de la distancia, trazada en una escala logarítmica en varios lugares en un área de servicio celular. La variabilidad en la potencia de la señal recibida a una distancia dada se denomina normalmente “shadowing” o “shadow fading”, porque gran parte de ello se debe a diferencias en los obstáculos a lo largo de la línea desde el transmisor al receptor en varios puntos del círculo alrededor del transmisor.

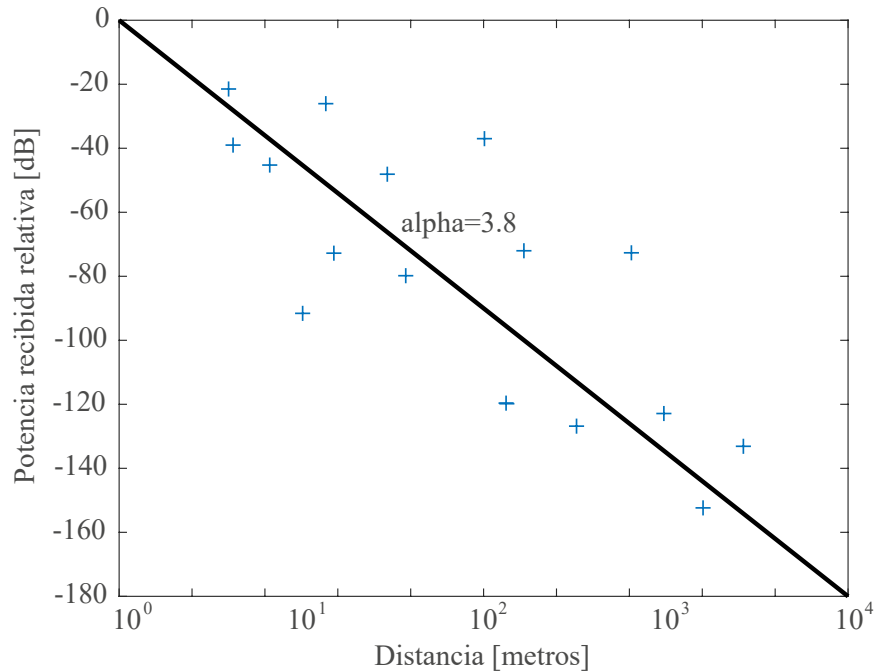


Figura 2.10: Potencia de la señal recibida en función de la distancia entre el transmisor y el receptor

Mediciones extensas indican que la distribución de la potencia de la señal, medida en dB, debido al desvanecimiento de shadow puede representarse con precisión como una variable aleatoria gaussiana. El valor esperado viene dado por la relación exponencial inversa entre potencia de señal recibida y distancia ($1/d^\alpha$), la línea continua en la Figura 2.10. La desviación estándar, σ dB, depende de la uniformidad de las características del área de servicio celular. Por lo general, $6 \text{ dB} \leq \sigma \leq 10 \text{ dB}$, con mayores desviaciones estándar en áreas urbanas y menores en ambientes rurales planos. Los efectos de shadowing cambian gradualmente a medida que un terminal se mueve de un lugar a otro, con una correlación significativa observada a decenas de metros. Por consiguiente, el término “atenuación lenta” es sinónimo de atenuación de shadow. Esta variación espacial contrasta fuertemente con los fenómenos que producen el desvanecimiento plano y el desvanecimiento selectivo en frecuencia, descritos más adelante en esta sección. Estos fenómenos se correlacionan en distancias del orden de algunos centímetros.

Doppler

Cuando la señal transmitida es una onda sinusoidal y el transmisor y/o receptor se está moviendo, la frecuencia de un solo rayo dentro de la señal recibida es diferente de la frecuencia de la señal transmitida [36]. La diferencia es el *desplazamiento Doppler* y es proporcional a $f_d = v/\lambda$ Hz, donde v m/s es la velocidad relativa del transmisor y receptor y λ m es la longitud de onda de la onda sinusoidal transmitida. Por ejemplo, la frecuencia Doppler de una onda senoidal de 2 GHz en un teléfono celular en un vehículo que se mueve a 100 km/h es $f_d = 185,2$ Hz.

La diferencia de frecuencia es también proporcional al coseno del ángulo de incidencia del rayo. En los sistemas celulares, la dispersión hace que la señal recibida sea un compuesto de muchos rayos que llegan a diferentes ángulos incidentes sobre la antena recibida. Por lo tanto, la señal recibida tiene componentes en un continuo de frecuencias desfasadas del original por frecuencias entre $-f_d$ Hz y $+f_d$ Hz. La fuerza relativa de estos componentes de señal se caracteriza por el *espectro Doppler* del canal de radio, que representa la densidad espectral de potencia en función de la frecuencia. El *espectro Doppler clásico* derivado matemáticamente para una onda senoidal transmitida es:

$$S(f) = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{1-\left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}, & |f| < f_d \\ 0, & |f| > f_d \end{cases} \quad (2.21)$$

La Figura 2.11 muestra $S(f)$ con $f_d = 185,2$ Hz y $A = 1$.

Debido a que las señales de una sola portadora de banda ancha en SC-FDMA tienen componentes sinusoidales que se extienden hasta 20 MHz, el efecto Doppler es más complejo cuando el terminal móvil se mueve a cualquier velocidad significativa.

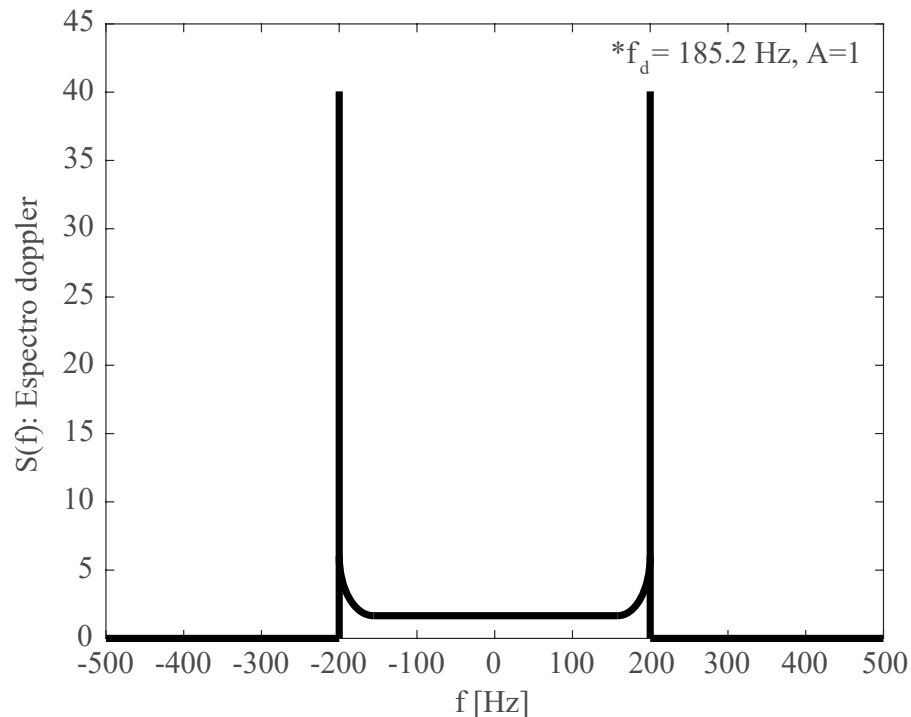


Figura 2.11: El espectro Doppler clásico

Interferencia entre símbolos

Propagación por trayectos múltiples es un fenómeno omnipresente en la transmisión de señales celulares [36]. Debido a las características del entorno operativo, los componentes de la señal transmitida llegan al receptor después de las reflexiones desde el suelo y diversas características naturales y estructuras artificiales como se muestra en la Figura 2.12. Por lo tanto, la respuesta de impulso del canal puede ser modelada como un conjunto de impulsos que llegan con retardos relativos proporcionales a las longitudes de trayectoria de los diferentes componentes de señal.

En un receptor, una señal, que representa un símbolo digital de duración T segundos, tiene componentes que llegan sobre un intervalo más largo y por lo tanto interfieren con señales que representan otros símbolos. El efecto global es la *interferencia entre símbolos* (ISI) y su impacto en los sistemas de transmisión aumenta con la duración de la respuesta de impulso del canal. La medida más común de la interferencia entre símbolos es “rms propagación de retraso”, τ_{rms} segundos. Es una función de las magnitudes de los componentes de la respuesta de impulso y sus diferencias de tiempo. El diferencial de retardo máximo previsto, τ_{max} segundos, es la diferencia de retardo entre la trayectoria de señal más corta y más larga. Es proporcional a la diferencia en la longitud de la trayectoria. Si la diferencia de longitud de trayecto más grande es D_{max} km, entonces $\tau_{max} = D_{max}/0,3 \mu s$. D_{max} depende de las características físicas del área de servicio celular.

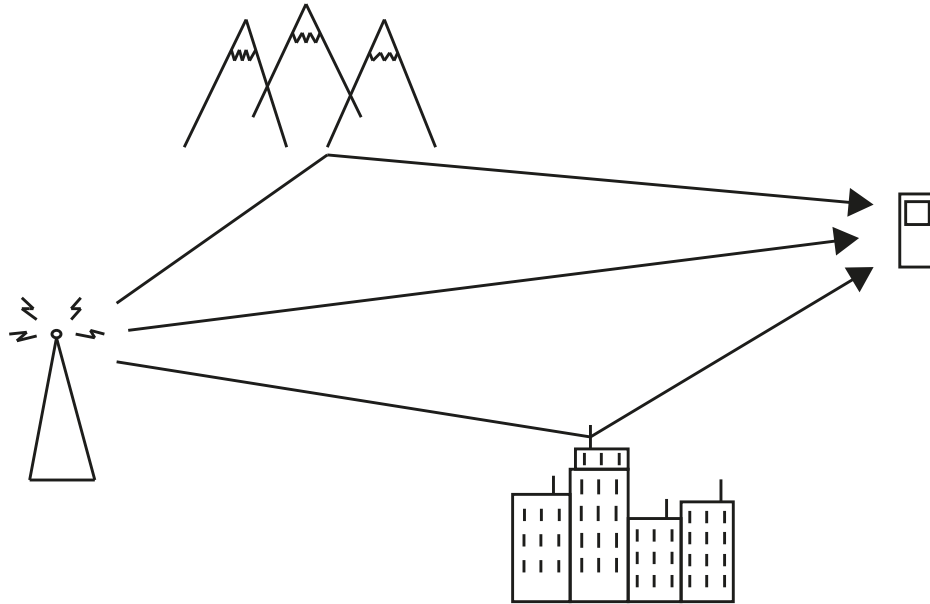


Figura 2.12: Propagación por trayectos múltiples

Desvanecimiento plano y desvanecimiento selectivo en frecuencia

La dispersión de señales y la propagación de trayectos múltiples producen conjuntamente fluctuaciones rápidas en la intensidad de las señales recibidas en una estación base cuando un teléfono celular se mueve a través de su área de servicio [36]. Estas fluctuaciones se deben

a diferencias en la intensidad de la señal recibida en ubicaciones espaciadas en el orden de la longitud de onda de la frecuencia portadora de la señal transmitida. Este fenómeno se conoce generalmente como *desvanecimiento rápido* para distinguirlo del desvanecimiento de shadow. Las diferencias en la potencia de la señal recibida asociada con el desvanecimiento de shadow son perceptibles en ubicaciones espaciadas en el orden de decenas de metros, mientras que las señales de desvanecimiento rápido resultan de las diferencias de intensidad de la señal en lugares espaciados del orden de unos pocos centímetros.

El efecto del desvanecimiento rápido en las señales celulares recibidas depende de la relación entre el ancho de banda de la señal y el ancho de la respuesta en frecuencia del canal. La respuesta de frecuencia es la transformada de Fourier de la respuesta de impulso y su anchura es inversamente proporcional a la propagación de retraso rms del perfil de trayectos múltiples. Cuando el ancho de banda de señal B_S Hz es pequeño comparado con el ancho de la respuesta de frecuencia, el desvanecimiento rápido se denomina "plano" porque todos los componentes de frecuencia de la señal transmitida se atenúan aproximadamente igual. De lo contrario, el desvanecimiento rápido es "selectivo de frecuencia". El desvanecimiento plano ocurre cuando el producto $B_S \tau_{rms}$ es pequeño. Aunque la naturaleza del desvanecimiento cambia gradualmente con los cambios en $B_S \tau_{rms}$, es habitual que se refiera al desvanecimiento como plano cuando $B_S \tau_{rms} < 0,02$. A este valor, la correlación entre dos componentes de señal en extremos de la banda de frecuencia ocupada por la señal es al menos 0,9 [37]. Cuando $B_S \tau_{rms} > 0,02$, el desvanecimiento se describe como frecuencia selectiva.

2.9.2. Efectos de Señales Extrañas

Interferencia co-canal

La interferencia co-canal es una consecuencia bien conocida de la reutilización celular. Para utilizar eficientemente el espectro de radio celular, varias estaciones base en un área de servicio usan los mismos canales físicos simultáneamente.

Interferencia de canal adyacente

La interferencia de canal adyacente también ocurre en todos los sistemas celulares. Aunque una señal ocupa un ancho de banda nominal que determina las diferencias en la frecuencia portadora de diferentes señales, la señal necesariamente tiene energía en frecuencias fuera del ancho de banda nominal.

Ruido

La interferencia co-canal y la interferencia de canal adyacente son efectos de señales generadas por un sistema celular y por lo tanto bajo el control del operador de red celular. A pesar de que los operadores de redes tienen licencias que les otorgan derechos exclusivos

para transmitir energía en su espectro asignado, hay energía irradiada en las bandas celulares por una serie de fuentes naturales y artificiales fuera del control de un operador de red. Sus efectos sobre los receptores de la estación base suelen ser modelados como ruido blanco o ruido impulsivo. La fuente de ruido más generalizada es la actividad térmica de la atmósfera. El ruido atmosférico es modelado como ruido blanco con densidad espectral de potencia.

$$N_0 = 1,3807 \times 10^{-23} \times T \text{ Joules} \quad (2.22)$$

Donde T es la temperatura ambiente en grados Kelvin y el coeficiente es la constante de Boltzmann.

La unidad de medida, Joules, también se puede expresar como vatios/Hz. Así, en un ancho de banda de B_S Hz, la potencia de ruido es $N_0 B_S$ vatios. Por ejemplo, a una temperatura ambiente de 300 °K (27 °C) y un ancho de banda de 5 MHz, la potencia de ruido atmosférico es:

$$N_W = 2,071 \times 10^{-14} \text{ W} \quad (2.23)$$

En sistemas celulares, los niveles de potencia suelen medirse en unidades de dBm, decibelios en relación con 1 mW. La potencia de ruido en la ecuación 2.23 también se puede escribir como:

$$N_{dBm} = -106,84 \text{ dBm} \quad (2.24)$$

2.9.3. Equipo de Transmisión y Recepción

Ruido

El ruido térmico en la electrónica del dispositivo mejora la potencia del ruido atmosférico en un receptor de radio. El ruido añadido se expresa generalmente como una figura de ruido de receptor, que es la relación de la potencia de ruido total en el receptor al ruido atmosférico en la ecuación 2.23.

Distorsión no lineal

La no linealidad en el amplificador de potencia del transmisor es la imperfección que más influye en el rendimiento de las técnicas de división de frecuencia. Las tecnologías que

requieren amplificadores de potencia altamente lineales son relativamente caras y pesadas y funcionan con una eficiencia de energía baja (medida como la relación entre la potencia radiada y la potencia consumida por la electrónica del amplificador). En los sistemas FDMA, la vulnerabilidad a la no linealidad del amplificador aumenta con la alta relación de potencia pico-a-media (PAPR) de la señal transmitida. Una motivación principal para adoptar SC-FDMA en futuros sistemas celulares es el hecho de que su PAPR es menor que el de las técnicas de transmisión alternativas, especialmente OFDMA.

Compensación de frecuencia

Existen inevitables diferencias en las frecuencias y fases de los osciladores locales en el transmisor y receptor de un sistema de comunicación. Las técnicas de dominio de frecuencia son especialmente vulnerables a estos desplazamientos porque en un receptor destruyen la ortogonalidad de las señales en las sub-bandas separadas. Para minimizar los desplazamientos de frecuencia, los sistemas OFDM y SC-FDMA utilizan algunos de los canales de banda estrecha como tonos piloto que transmiten señales conocidas para ayudar al receptor a generar una referencia de frecuencia que está estrechamente emparejada con el transmisor.

2.10. Tecnología Habilitadora LTE

Evolución a largo plazo (LTE) se ha convertido en una poderosa tecnología para las redes de 4^a generación. LTE viene a apoyar el entorno 4G mediante la adopción de las tres importantes técnicas de acceso múltiple. Acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA), múltiples entradas múltiples salidas (MIMO) y acceso múltiple por división de frecuencia de portadora única (SC-FDMA). Cada técnica tiene sus características asociadas que hacen que LTE sea popular entre sus usuarios. Las tecnologías OFDMA y MIMO se utilizan para el enlace descendente y SC-FDMA para el canal de enlace ascendente. En esta sección nos centraremos en las técnicas de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA) y acceso múltiple por división de frecuencia de portadora única (SC-FDMA).

2.10.1. Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal (OFDMA)

OFDMA es una técnica de acceso múltiple que utiliza multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM) para cada usuario. Un diagrama de bloques del sistema OFDMA se presenta en la Figura 2.13. En esta técnica se asigna a cada usuario un canal separado y la banda de frecuencia disponible de ese canal se divide en número de portadoras de frecuencia ortogonal [38]. OFDMA permite lograr una alta velocidad de datos para cada usuario. Con poca modificación a la interfaz de aire puede desplegarse a través de diferentes bandas de frecuencia. OFDMA reduce el efecto del desvanecimiento multitrayecto porque los datos de cada usuario se modulan a lo largo de varias frecuencias ortogonales en lugar de una frecuen-

cia fija durante todo el período de conexión. Todas estas ventajas hacen que sea utilizado en la transmisión de enlace descendente de LTE.

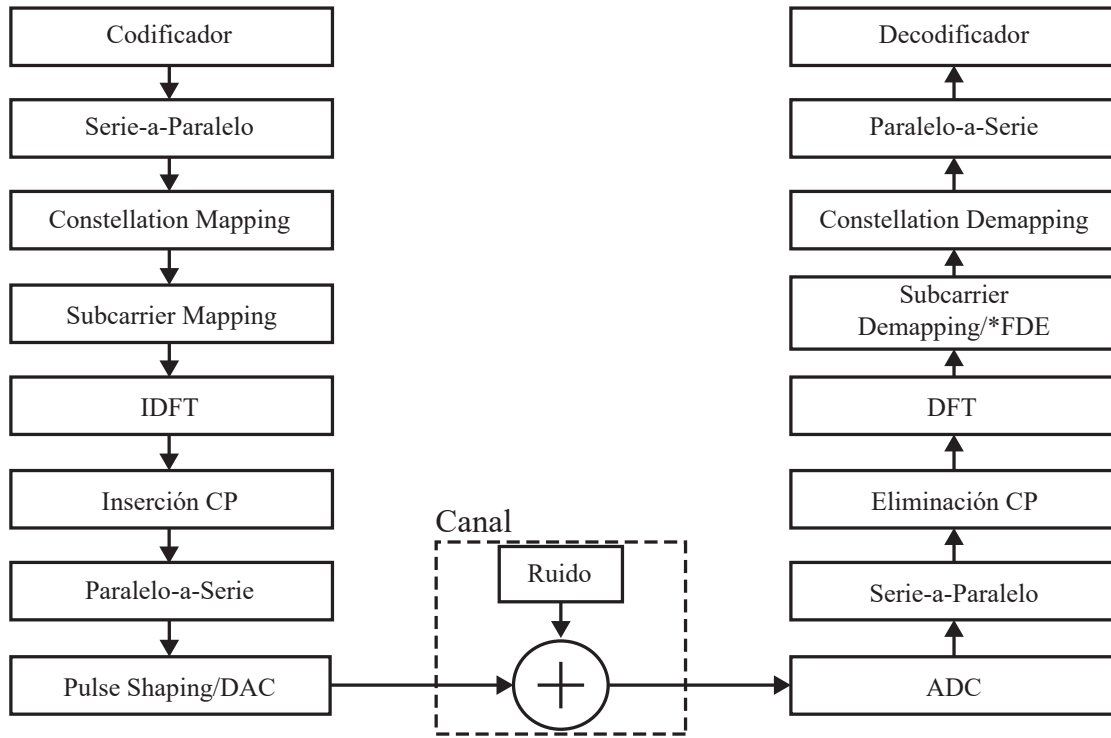


Figura 2.13: Diagrama de bloques del transceptor OFDMA

En el transmisor OFDMA los datos pasan por un codificador de canal que introduce un código de corrección de errores. A la salida del codificador los datos en serie de alta velocidad de cada usuario se convierten en flujos de datos paralelos de baja velocidad. Esto aumenta la duración del símbolo que reduce la interferencia entre símbolos (ISI). A continuación, los flujos de datos paralelos pasan a través del modulador, donde se aplican esquemas de modulación adaptativa tales como (BPSK, QPSK, 16-QAM o 64-QAM). Estos flujos de datos modulados se mapean entonces con portadoras ortogonales dividiendo el espectro disponible en número de portadoras de frecuencia ortogonal. Esto hace que el flujo de datos de dominio de tiempo procedente del usuario sea un flujo de datos de dominio de frecuencia o una señal, ya que en diferentes frecuencias estará presente un flujo de datos de baja velocidad diferente. La etapa IDFT convierte estos flujos de datos complejos en dominio de tiempo y genera símbolos OFDM. Se inserta una banda de guarda o prefijo cíclico (CP) entre símbolos OFDMA para cancelar el ISI en el receptor. El CP se inserta tomando parte del extremo del símbolo OFDM y poniéndolo al principio del símbolo como se muestra en la Figura 2.14. La duración de estos CP debe ser mayor que la respuesta de impulso de canal o propagación de retardo. Después de la adición de CP, los flujos de datos se convierten a una corriente de datos en serie para ser transmitida en el canal.

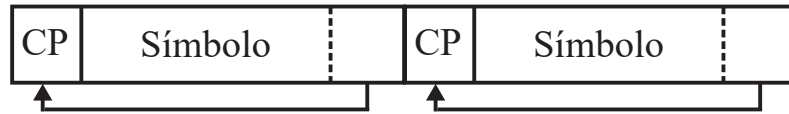


Figura 2.14: Inserción de prefijo cíclico (CP)

En el receptor, se producen los procesos inversos del transmisor. Los datos en serie se convierten a flujos de datos paralelos, el CP se elimina de cada símbolo y la etapa DFT convierte los símbolos OFDM en el dominio de frecuencia, seguido por el de-mapeo y demodulación de portadoras. Finalmente, los flujos de datos paralelos se convierten en un secuencia de datos en serie de alta velocidad.

2.10.2. Acceso Múltiple por División de Frecuencia de Portadora Única (SC-FDMA)

SC-FDMA es un método de acceso múltiple, su estructura es la misma que OFDMA con una adición del bloque de transformada de fourier discreta (DFT). Los flujos de datos paralelos pasan primero a través del bloque DFT y después se modulan en portadoras debido a esto el SC-FDMA también se denomina OFDM precodificado con DFT. La diferencia principal entre OFDMA y SC-FDMA es, en OFDMA, cada símbolo de datos es transportado en una portadora separada mientras que en SC-FDMA, múltiples portadoras portan cada símbolo de datos debido a la asignación de las muestras de dominio de frecuencia de los símbolos a portadoras. Como SC-FDMA se deriva de OFDMA tiene las mismas ventajas básicas que OFDMA, pero la difusión de cada símbolo de datos sobre múltiples portadoras le da la ventaja profunda de un menor valor de PAPR comparado con el de OFDMA. Por lo tanto, el PAPR es un parámetro útil para el enlace ascendente que se utiliza en la transmisión de enlace ascendente del sistema LTE.

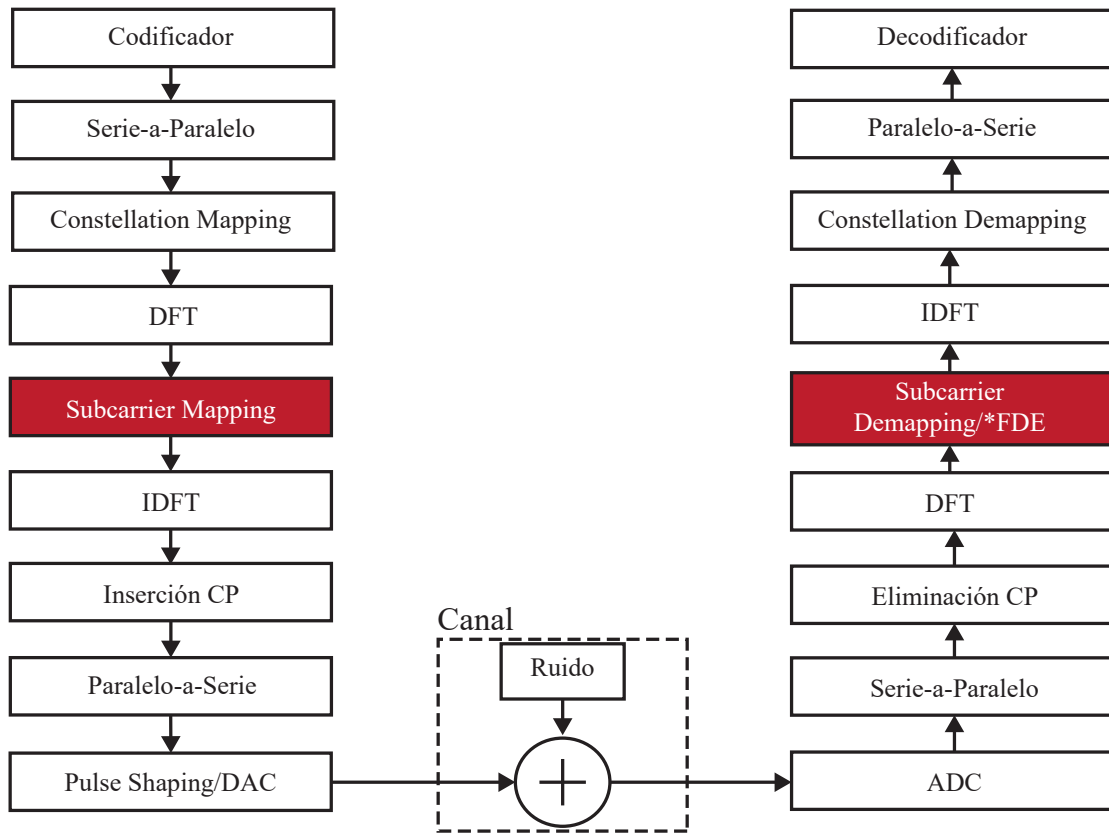
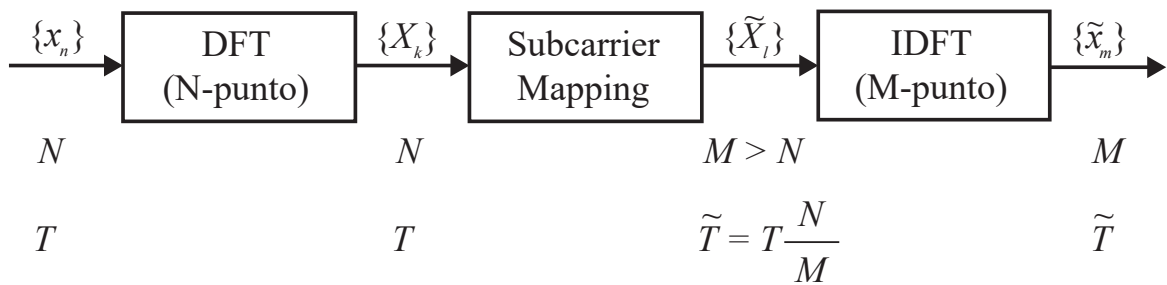


Figura 2.15: Diagrama de bloques del transceptor SC-FDMA

Un diagrama de bloques del sistema SC-FDMA se presenta en la Figura 2.15. Cada usuario ocupa diferentes portadoras ortogonales en el dominio de frecuencia [7][39]. El transmisor en un sistema SC-FDMA convierte una señal binaria de entrada en una secuencia de portadoras moduladas.



N, M : Número de símbolos de datos

T, \tilde{T} : Duraciones de los símbolos

Figura 2.16: Diagrama de bloques de los símbolos SC-FDMA expresados en el dominio de tiempo y frecuencia

La Figura 2.16 muestra una breve descripción de la generación de los símbolos SC-FDMA,

así como la nomenclatura utilizada a lo largo de este manuscrito, en el dominio de tiempo y de la frecuencia. A la entrada del transmisor, los datos pasan por un codificador de canal que introduce un código de corrección de errores. A la salida del codificador la secuencia de datos binarios se convierten en flujos de datos paralelos. Un modulador de banda base transforma los flujos de datos paralelos en una secuencia multinivel de números complejos usando una de varias técnicas de modulación digital. El transmisor agrupa los símbolos modulados, $\{x_n\}$, en bloques que contienen cada uno N símbolos, $\{x_n : n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1\}$. El primer paso en la modulación de las portadoras SC-FDMA es realizar una transformada de Fourier discreta (DFT) de N puntos para generar una representación de dominio de frecuencia de los símbolos de entrada. Las muestras del dominio de la frecuencia después de DFT se expresan como $\{X_k : k = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1\}$. Luego se realiza el mapeo de portadoras y cada una de las salidas de DFT se mapea a una de las portadoras ortogonales $M (> N)$ transmisibles. Tenemos que $Q = M/N$, donde Q es la expansión de ancho de banda de la secuencia de símbolos, también conocida como el factor de dispersión. Las muestras del dominio de la frecuencia después del mapeo de las portadoras se dan como $\{\tilde{X}_l : l = 0, 1, 2, 3, \dots, M - 1\}$.

En SC-FDMA, el mapeo de portadoras se puede lograr usando uno de varios métodos existentes. Los métodos más comunes son los modos de portadora localizada, distribuida y entrelazada [7][39][40]. En el mapeo de portadoras entrelazadas, las salidas DFT se extienden por todo el ancho de banda (propagación máxima) y se introducen ceros en las portadoras no utilizadas. En el mapeo de portadoras localizadas, las portadoras se asignan de manera que todas son adyacentes entre sí y el resto del espectro se rellena con ceros. El término mapeo de portadoras distribuidas se utiliza de dos maneras: a) De forma libremente, para describir cualquier mapeo de portadora que está entre lo localizado y el entrelazado, y b) Para indicar la distribución específica donde el factor de dispersión es exactamente la mitad del entrelazado y el ancho de banda restante se rellena con cero. La etapa IDFT convierte estos flujos de datos complejos en dominio de tiempo. Se inserta una banda de guarda o prefijo cíclico (CP) entre símbolos SC-FDMA para cancelar el ISI en el receptor. Después de la adición de CP, los flujos de datos se convierten a una corriente de datos en serie para ser transmitida en el canal.

En el receptor, los datos en serie se convierten a flujos de datos paralelos, el CP se elimina de cada símbolo, la etapa DFT transforma las señales recibidas en el dominio de la frecuencia, des-mapea las portadoras y, a continuación, realiza la ecualización del dominio de la frecuencia (FDE) [7]. Como se mencionó anteriormente, SC-FDMA utiliza modulación de portadora única; Por lo tanto, sufre de interferencia entre símbolos (ISI). La ecualización se implementa para minimizar el ISI. Existen varias opciones para implementar la ecualización, pero consideraciones prácticas consideran la ecualización del dominio de la frecuencia de error cuadrático medio mínimo (MMSE) [7]. Finalmente, los símbolos que han sufrido la ecualización se transforman de nuevo al dominio del tiempo a través de IDFT. Por lo tanto, la detección y decodificación tienen lugar en el dominio del tiempo, los flujos de datos paralelos se convierten en una secuencia de datos en serie y la señal digital original generada en el lado del transmisor es recuperada por el receptor.

Representación de dominio de tiempo de señales SC-FDMA

A. Modo localizado de SC-FDMA

Para el mapeo de portadoras localizadas de SC-FDMA, las muestras de frecuencia después del mapeo de portadoras $\{\tilde{X}_l\}$ se pueden describir como sigue

$$\tilde{X}_l = \begin{cases} X_l, & 0 \leq l \leq N - 1 \\ 0, & N \leq l \leq M - 1 \end{cases} \quad (2.25)$$

La DFT inversa de 2.25 se toma para obtener los símbolos del dominio del tiempo $\{\tilde{x}_m\}$. En términos del factor de dispersión, Q , como $M = NQ$. Dejamos que $m = n$, donde $0 \leq n \leq N - 1$, entonces [39]

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m = \tilde{x}_n &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{X}_l e^{j2\pi l \frac{m}{M}} \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi l \frac{n}{N}} \\ &= \frac{x_n}{Q} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Como puede verse a partir de 2.26, la señal SC-LFDMA en el dominio del tiempo tiene copias exactas de los símbolos de tiempo de entrada con un factor de escala de $1/Q$ en las “ N -múltiples posiciones de muestra” y los valores intermedios son la suma de todo el símbolos de tiempo de entrada en el bloque de entrada con diferentes ponderaciones complejas. Los valores intermedios son los que terminan aumentando el PAPR del sistema SC-LFDMA.

B. Modos intercalados y distribuidos de SC-FDMA

Para el sistema intercalado SC-FDMA, las muestras tomadas en el dominio de la frecuencia después del mapeo de portadoras $\{\tilde{X}_l\}$ se dan como sigue

$$\tilde{X}_l = \begin{cases} X_{l/Q}, & l = Qk \text{ for } 0 \leq k \leq N - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.27)$$

La DFT inversa de 2.27 se realiza para obtener los símbolos del dominio del tiempo $\{\tilde{x}_m\}$. Dejamos que $m = Nq + n$, donde $0 \leq n \leq N - 1$, $0 \leq q \leq Q - 1$, y como se ha mencionado anteriormente, Q se refiere al factor de dispersión. Entonces $\{\tilde{x}_m\}$ se da como sigue

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_m &= \tilde{x}_{N \cdot q + n} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{X}_l e^{j2\pi l \frac{m}{M}} \\
&= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi l \frac{N \cdot q + n}{N}} \\
&= \frac{x_n}{Q}
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Los símbolos del dominio del tiempo resultantes $\{\tilde{x}_m\}$ dados en 2.28 son simplemente una repetición de los símbolos de entrada originales en el dominio del tiempo. Por lo tanto, la expresión en 2.28 se puede describir como $\tilde{x}_m = x_n/Q$. En general, se obtiene una PAPR inferior implementando el mapeo de portadoras intercaladas en comparación con el mapeo de portadoras localizadas en el esquema SC-FDMA. El PAPR del sistema SC-IFDMA es casi idéntico al PAPR de sistemas convencionales de portadora única.

El mismo procedimiento se puede utilizar para inferir el caso SC-FDMA distribuido, pero ahora:

$$\tilde{X}_l = \begin{cases} X_{2l/Q}, & l = Qk/2 \text{ for } 0 \leq k \leq N-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{2.29}$$

Idealmente, el valor de M es una potencia de 4 para obtener una distribución que sea consistente con nuestra definición. Es interesante ver que los símbolos de dominio de tiempo de SC-DFDMA tienen la misma estructura que los de SC-LFDMA.

2.10.3. Discusión Bibliográfica de las Tecnologías Habilitadoras LTE

En esta parte del trabajo, realizamos un análisis de las técnicas modernas de modulación aplicados a los sistemas celulares inalámbricos 5G. Este estudio se realiza en base a trabajos de investigación recientes publicados en instancias internacionales.

La razón de potencia de pico a promedio (PAPR) conduce a la distorsión de la señal y limita el rendimiento del amplificador de alta potencia (HPA). El esquema de extensión de constelación (CES) es un método efectivo para reducir el PAPR. CES genera secuencias candidatas extendiendo los puntos de constelación y elige una de las secuencias candidatas con PAPR mínimo como la secuencia transmitida. El uso de la modulación Asterisk 16-QAM tiene un mejor rendimiento en comparación con la modulación Square 16-QAM para el canal de comunicación inalámbrico. Por lo tanto, este documento [41] propone un Asterisk 16-QAM CES para mejorar el rendimiento del PAPR de los sistemas de acceso múltiple por división de frecuencias de un solo operador (SC-FDMA). El método propuesto adopta la selección aleatoria de puntos de constelación extendida para reducir la complejidad computacional del

método CES. A partir de los resultados de la simulación, el método propuesto puede reducir efectivamente el PAPR y tiene un menor carácter de complejidad computacional.

El esquema de comunicación de acceso múltiple por división de frecuencia de portadora única (SC-FDMA) es la técnica clave en comunicaciones modernas y redes para 5G para el enlace ascendente de sistemas multiusuario SC-FDMA debido a diferencias de frecuencia que introducen interferencia de acceso. La precisión de los algoritmos tradicionales de cancelación de interferencia en paralelo y en serie no es alta, y el número de iteraciones requeridas para lograr resultados satisfactorios es grande. En este trabajo [42], se propone un nuevo algoritmo para la cancelación de interferencia paralela ponderada (PIC) óptima para eliminar la interferencia de acceso múltiple. Este método tiene una precisión mayor que el PIC tradicional y el número de iteraciones de eliminación de interferencia requeridas es bajo.

La relación de potencia pico a promedio (PAPR) es un parámetro importante que afecta el costo de los dispositivos de los usuarios finales en las redes inalámbricas de próxima generación. Cuando PAPR es alto, el rango dinámico del amplificador de potencia del usuario final también debe ser alto, lo que resulta en amplificadores de potencia costosos. El acceso múltiple por división de frecuencia de una sola portadora (SC-FDMA) se utiliza como la interfaz aérea en LTE-Advanced, y este documento [43], propone una técnica nueva y eficiente para la reducción de PAPR mediante la conformación de impulsos para la subportadora intercalada FDMA (IFDMA) mapeo en SC-FDMA. A modo de simulación, demostramos que el PAPR se puede reducir en 2,11 dB para nuestra nueva configuración de impulso en comparación con la conformación de impulso del coseno elevado (RC) con modulación QPSK.

Para mejorar el rendimiento del sistema de acceso múltiple por división de frecuencia de portadora única (SC-FDMA), se necesita un algoritmo de estimación de ruido simple y eficaz basado en la señal de referencia de sondeo (SRS). En este trabajo [44], se propone un algoritmo de estimación de ruido mejorado basado en la Transformada de Fourier Discreta (DFT) para la desventaja del DFT tradicional. Además, la influencia de la fuga de señal se reduce de manera efectiva mediante el funcionamiento de ventanas Hamming en el dominio del tiempo al algoritmo mejorado de estimación de ruido basado en DFT. Los resultados de la simulación muestran que el algoritmo de estimación de ruido mejorado basado en DFT tiene una mejora de 4 dB en comparación con el algoritmo tradicional en regiones de baja relación de señal a ruido (SNR).

2.11. Modelos de Detección

2.11.1. Test de Hipótesis

En estadística se utiliza el método de inferencia conocido como “Test de Hipótesis” para evaluar, a través de una muestra, una afirmación hecha sobre un conjunto de valores o población. Esta afirmación se manifiesta generalmente como un par de estados, hipótesis nula e hipótesis alternativa, basadas en el valor de un parámetro asociado al estudio de las muestras [45].

En particular, para este trabajo se utiliza esta herramienta como método de decisión entre dos hipótesis (normal y con código de corrección de error) representadas por muestras obtenidas a través de simulaciones. Para cada muestra se hace la comparación con las hipótesis, logrando así el mejor escenario entre ellas.

$$\begin{aligned} H_1 : Q(x) &\sim P_1(x) \\ H_2 : Q(x) &\sim P_2(x) \end{aligned} \tag{2.30}$$

2.11.2. Errores del Test de Hipótesis

En la prueba de hipótesis siempre se enfrenta la posibilidad de decidir erróneamente al favorecer una hipótesis por sobre la otra, o al no rechazar apropiadamente la hipótesis falsa. Estas posibilidades de error se conocen como errores de tipo I y errores de tipo II.

Error de tipo I y error de tipo II

1. El error de tipo I ocurre si la hipótesis H_2 es rechazada cuando ésta es verdadera. Se denomina usualmente como “error de detección”.
2. El error de tipo II ocurre cuando la hipótesis alternativa H_2 no es rechazada cuando ésta es falsa. La probabilidad de un error de tipo II se denomina usualmente como “falso positivo”.

2.12. Epílogo del Capítulo del Marco Teórico

En esta parte del trabajo, se estudió los teoremas de la codificación de canal y los algoritmos de decisión soft y decisión hard. Además, se realizó un estudio de los tipos de codificación de canal, particularmente los códigos de bloque, códigos convolucionales y turbo códigos. Igualmente, se estudió las características del canal de radio, como los modelos de canal multicamino presentes en los sistemas de comunicaciones celulares. También, se realizó un estudio en profundidad de los sistemas basados en OFDM, como evolución a largo plazo (LTE). Asimismo, se estudió los modelos de detección, específicamente el método estadístico test de hipótesis. Además, se realizó una discusión bibliográfica de los temas ya mencionados aplicados a los sistemas celulares inalámbricos 5G.

Capítulo 3

Metodología

3.1. Prólogo del Capítulo de la Metodología

En este capítulo se entrega al lector los métodos científicos para alcanzar los objetivos específicos de este trabajo de investigación. Empezamos presentando el sistema de comunicación SC-FDMA que se estudia en este trabajo. Luego, realizamos el diseño de la métrica de distribución para las portadoras de SC-FDMA, con el objetivo de encontrar el punto óptimo entre el SNR y el PAPR. Seguido, presentamos la implementación del sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi bajo diferentes tipos de escenarios en el canal de comunicación. Posteriormente, realizamos la codificación convolucional de Trellis y decodificación de Viterbi que se utiliza en el sistema de SC-FDMA. Finalmente, presentamos el cálculo del tamaño de la muestra para el sistema SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi, realizamos el cálculo en base a un estudio estadístico con el objetivo de contrastar las hipótesis planteadas.

3.2. Sistema de Comunicación Digital

En los últimos años se ha producido un gran crecimiento en el número de sistemas de comunicaciones digitales, tal y como demuestra el especial desarrollo en los campos de las comunicaciones móviles e Internet. De hecho estamos totalmente inmersos en la popularmente denominada *cuarta generación* de comunicaciones celulares, en la que se han unido los dos campos y en común aplicaciones y servicios típicos de Internet en nuestros aparatos móviles (además del servicio de voz típico de este sistema) e independientemente del lugar en el que nos encontremos.

En cualquier de estos sistemas digitales de comunicación, la información está representada por secuencias de bits que, una vez tratada en las fuentes generadoras, son transmitidas a través de un canal no ideal que nos añadirá ruido y desvanecimiento selectivo en frecuencia, causado por la propagación multitrayectoria, y que hará que la estimación de la señal original que tengamos en recepción no coincida con la que se transmitió: por lo que obtendremos

errores. Este hecho puede ser “eliminado” utilizando una *codificación de canal*, que consiste en sumar información adicional a la señal a transmitir y que será utilizada posteriormente en recepción para detectar y/o corregir errores. El coste de utilizar dicha codificación, protegiendo así la información y disminuyendo los errores en recepción, es la reducción de la capacidad o, equivalentemente, la expansión del ancho de banda utilizado.

En todo sistema de comunicación existen una serie de bloques indispensables, que son los que muestran la Figura 3.1. La *fente* genera la información a transmitir, que puede ser de naturaleza bien distinta (imagen, audio, texto, voz, etc). A partir de aquí y para conseguir una buena eficiencia en la transmisión se producen dos tipos de *codificación*: la de *fente* y la de *canal*. La *codificación de fuente* tiene como finalidad eliminar la redundancia que haya podido producir la fuente al generar la información a transmitir, de forma que en recepción pueda obtenerse de nuevo el mensaje y ser “entendido” por el destinatario habiendo utilizado el menor número de bits posibles en dicha transmisión.

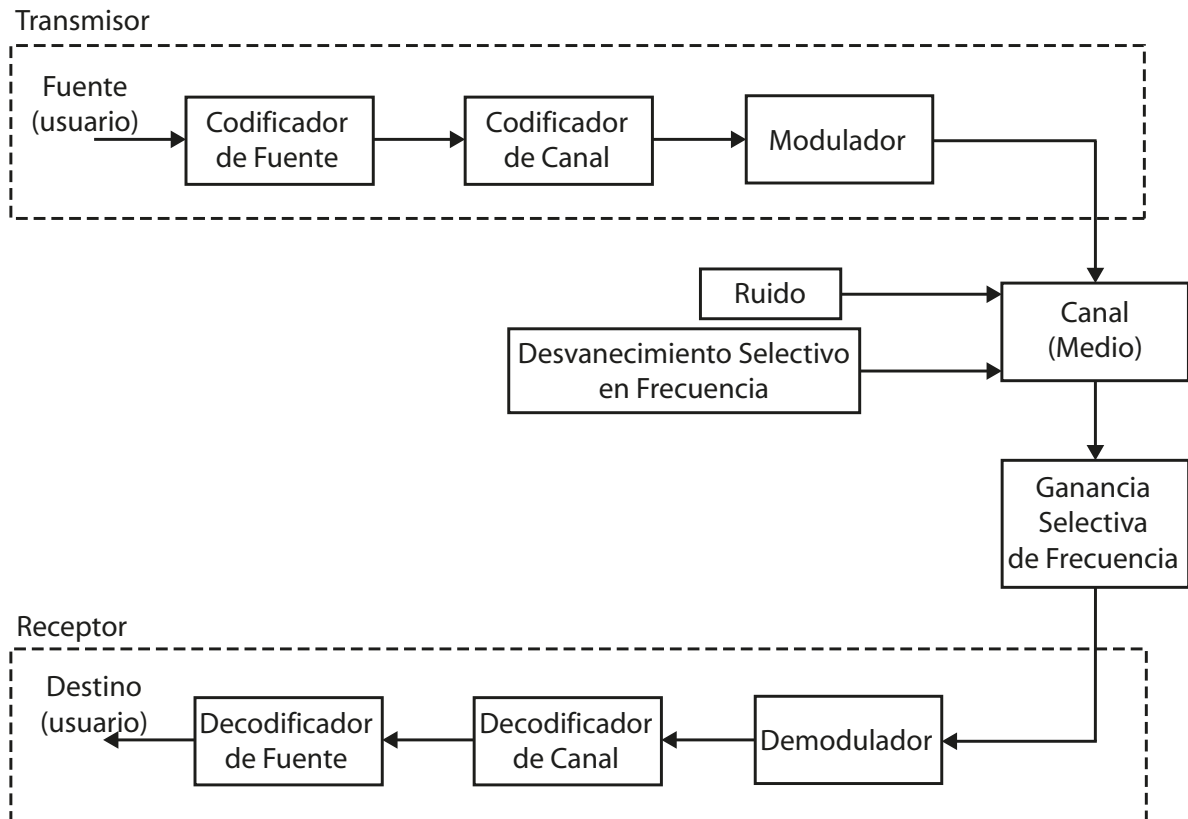


Figura 3.1: Diagrama de bloques del sistema de comunicación SC-FDMA

Por el contrario, la *codificación de canal* tiene por finalidad añadir redundancia a los datos para hacerlo más fiable (lo que reduce la velocidad de transmisión de datos), y por lo tanto más robusto contra el ruido y el desvanecimiento selectivo en frecuencia que pueda introducirnos el canal, de tal forma que en recepción podamos detectar y tal vez corregir los posibles errores. La codificación de canal reduce la velocidad de transmisión de datos y mejora la fiabilidad del sistema.

Cabe decir que entre estas dos etapas de codificación podrían existir otros módulos, como por ejemplo el de *encriptado* si deseamos una comunicación segura. En cualquier caso no sería totalmente necesario para llevar a cabo dicha comunicación. Después de las dos codificaciones mencionadas sólo nos queda modular la información para así transformar cada símbolo de salida en una forma de onda conveniente para la transmisión sobre el canal y enviarla hacia el receptor por medio de dicho canal que no será ideal y que, por tanto, nos introducirá ruido y desvanecimiento selectivo en frecuencia. Las señales que han sufrido el desvanecimiento pasan por una etapa de ganancia selectiva de frecuencia que amplifica las señales atenuadas causada por el canal.

En recepción, y después de demodular el mensaje recibido, nos encontraremos con los dos decodificadores esperados y en orden inverso al que se encontraban sus respectivos codificadores en transmisión. Así pues, primero nos encontraremos con el *decodificador de canal*, que nos reducirá el número de bits a su salida teniendo en cuenta la tasa de codificación (relación que existe entre los bits que entran al codificador y los salientes. Suele expresarse de la forma k/n , donde n es el número de bits que salen por cada k bits que entran) con el que fue codificada la información en el codificador. Es decir, si en el proceso de codificación teníamos una tasa de codificación de $1/2$, a la salida del decodificador tendremos la mitad de bits que a su entrada. Esta reducción en el número de bits nos aportará mayor fiabilidad en la estimación del mensaje recibido.

A partir de aquí y teniendo en cuenta la Figura 3.1 nos encontraremos el *decodificador de fuente*, que pasará al destino la estimación de la información que transmitió la fuente. Para que esta estimación sea lo suficientemente buena no cabe duda de que la codificación de canal juega un papel importantísimo, y que seamos capaces de decodificar o no correctamente dependerá directamente de la elección de dichos módulos. La Figura 3.1 representa el diagrama de bloques utilizado en este trabajo de investigación.

3.3. Diseño de la Métrica de Distribución para las Portadoras del Sistema SC-FDMA

Como se ha mencionado en el capítulo 1, este trabajo tiene dos tipos de estudios. La métrica de distribución se utiliza solo en el primer estudio, más adelante se explicará las razones porque no utilizamos la métrica de distribución en el segundo estudio. Se diseña la métrica porque inicialmente necesitamos una forma de medir la dispersión de las portadoras. Esto cuando queremos encontrar el punto óptimo (la intersección) entre el SNR y el PAPR. Cuando hablamos de medir la dispersión de las portadoras, queremos decir, que cuando encontremos el punto óptimo nos muestre el tipo de distribución de mapeo de portadoras. Para esto definimos que el mapeo intercalado tiene un factor de dispersión (FD) de 1, el mapeo distribuido tiene un FD de 0.5 y el mapeo localizado tiene un FD de 0. La métrica de distribución tiene un rango de 0 a 1, el punto óptimo puede estar en el lado localizado, distribuido o intercalado. Pero también, puede estar entre lo localizado y distribuido o entre lo distribuido e intercalado. Como mencionamos en la sección 1.3, se quiere encontrar un equilibrio entre el SNR y el PAPR. Es decir, cuando encontremos la intersección de alto

rendimiento y bajo PAPR. Como ha modo de ejemplo, la Figura 3.2 muestra lo explicado anteriormente.

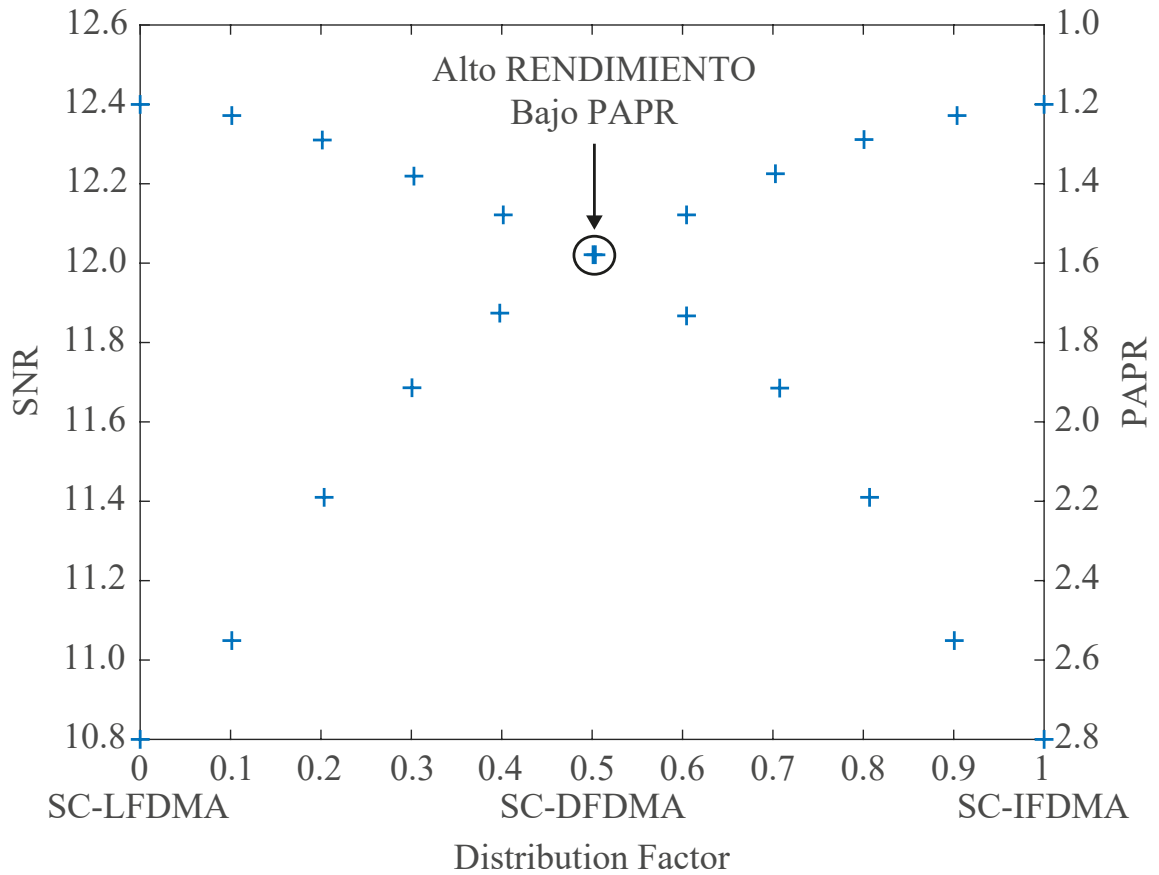


Figura 3.2: Intersección entre el SNR y el PAPR

Lo primero que consideramos para el diseño de la métrica de distribución son las definiciones correctas de S , N , sf , y y x . Es importante definir bien estas variables o de lo contrario vamos a tener problemas en el diseño de la métrica de distribución. Por ejemplo, que en algunos casos la métrica nos muestre la distribución correcta, pero en muchos otros casos la distribución será errónea. Las expresiones distintas para S , N y sf se encuentran a menudo en diferentes libros de texto, pero la definición fundamental que se utiliza es la misma. En este caso las variables y y x son establecidas para facilitar el diseño de la métrica de distribución. De esta manera, definimos que S es la cantidad total de portadoras (cantidad de 1's y 0's), N es la cantidad de portadoras de datos (cantidad de 1's), sf es la cantidad de portadoras a usuarios (en este caso el spreading factor es de 8), y es la posición del ultimo 0 (posición de la caja) y x es el factor de dispersión. La Figura 3.3 nos muestra las definiciones de las variables en cada tipo de mapeo de portadoras.

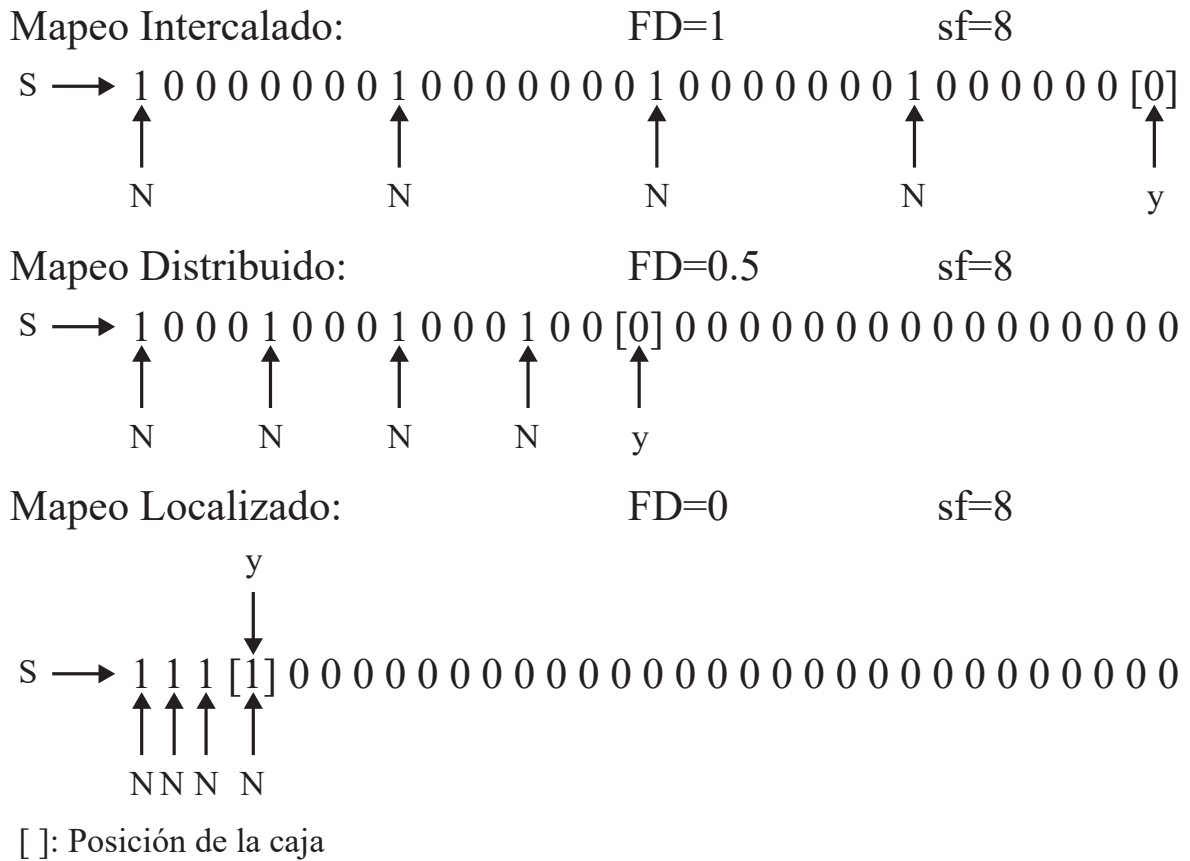


Figura 3.3: Tipos de mapeo de portadoras con variables S , N sf , y y x

La Figura 3.3 nos muestra las tres configuraciones principales del mapeo de portadoras de SC-FDMA. Para este caso en particular cada diferente tipo de mapeo tiene un total de 32 portadoras y dentro de estas tenemos 4 portadoras de datos distribuidas conforme al tipo de mapeo de portadoras. El spreading factor es siempre $sf = S/N$ no importa la distribución de portadoras, en este caso nuestro spreading factor es de 8, tal como se menciona al principio de esta sección. La y es la posición del ultimo 0 (posición de la caja), eso quiere decir, que y cambia para cada tipo de mapeo de portadoras. La x es el factor de dispersión, al igual que y , x cambia para un $FD=1$ cuando es intercalado, $FD=0.5$ cuando es distribuido y $FD=0$ cuando es localizado. La tabla 3.1 muestra los parámetros de la Figura 3.3.

Tabla 3.1: Parámetros de los tipos de mapeo de portadoras

Mapeo de portadoras	S	N	sf=S/N	y	x=Factor de Dispersión
Mapeo Intercalado	32	4	8	32	1
Mapeo Distribuido	32	4	8	16	0.5
Mapeo Localizado	32	4	8	4	0

Teniendo las definiciones correctas de S , N , sf , y y x . El siguiente punto importante para el diseño de la métrica de distribución es encontrar una forma de saber la posición de y . Como bien sabemos, el parámetro y cambia de posición en cada tipo de mapeo de portadoras

y cada tipo de mapeo depende de los parámetro S y N . Necesitamos buscar una relación usando solamente los parámetros S y N . En este caso consideramos una ecuación cuadrática: $y = a_3 x^2 + a_2 x + a_1$, donde x es el factor de dispersión y y es la posición del ultimo cero. Las raíces de esta ecuación cuadrática será nuestra métrica de distribución. La Figura 3.4 nos muestra las dos variables de la ecuación cuadrática.

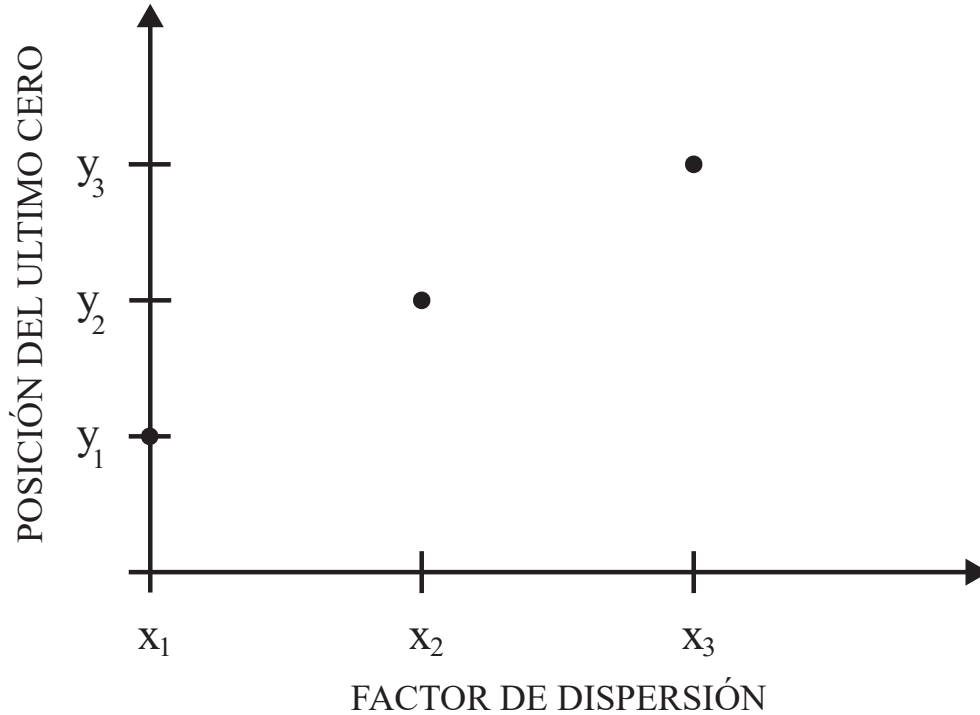


Figura 3.4: Representación de las variables x y y

La Figura 3.4 es similar a la Figura 3.2, la diferencia es que aquí nos muestra la posición del ultimo cero. Esta representación es la clave para resolver la ecuación cuadrática. Considerando el factor de dispersión del mapeo localizado, distribuido e intercalado, vamos a reemplazar estos valores en la ecuación cuadrática. Entonces, tenemos las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 x_1 = 0; \quad y_1 &= a_3 x_1^2 + a_2 x_1 + a_1 \rightarrow y_1 = a_3 (0)^2 + a_2 (0) + a_1 \\
 x_2 = 0,5; \quad y_2 &= a_3 x_2^2 + a_2 x_2 + a_1 \rightarrow y_2 = a_3 (0,5)^2 + a_2 (0,5) + a_1 \\
 x_3 = 1; \quad y_3 &= a_3 x_3^2 + a_2 x_3 + a_1 \rightarrow y_3 = a_3 (1)^2 + a_2 (1) + a_1
 \end{aligned}$$

En un mapeo localizado la posición de y_1 es igual a la cantidad de portadoras de datos, como se muestra en la Figura 3.3. En este caso el coeficiente a_1 es igual a N .

$$y_1(0) = N; \quad y_1 = a_1 \rightarrow a_1 = N$$

En un mapeo intercalado la posición de y_3 es igual a la cantidad total de portadoras, que es lo mismo a dos veces y_2 . Despejando y_2 , tenemos:

$$y_3(1) = S = 2y_2 \rightarrow y_2 = y_3/2$$

Multiplicando por (-1) y reemplazando y_2 en la ecuación distribuida, tenemos lo siguiente:

$$-y_3 = -0,5 a_3 - a_2 - 2 N$$

La modificación de la ecuación distribuida hace que la variable y_3 y el coeficiente a_2 se eliminen cuando sumamos con la ecuación intercalada. De esta manera, obtenemos el coeficiente a_3 .

$$a_3 = 2 N$$

Reemplazando el coeficiente a_3 en la ecuación intercalada y sabiendo que y_3 es igual a S , hallamos el coeficiente a_2 .

$$a_2 = S - 3 N$$

Después de haber encontrado los coeficientes de la ecuación cuadrática, lo siguiente es utilizar la fórmula general para la obtención de las raíces. En matlab creamos una función donde consideramos los parámetros y coeficientes discutidos anteriormente.

El siguiente cuadro nos muestra las líneas de código en matlab. Vamos a explicar brevemente estas líneas. El *index* es la posición de las portadoras utilizadas, N es el número de portadoras de datos, Nu es el número de usuario, *spreading* es el esparcimiento de las portadoras a usuario, S es el número total de portadoras, $u1$ es la cantidad máxima del *index*, *space* es el espacio entre portadoras, *tz* es la posición del último cero y a_1, a_2, a_3 son los coeficientes de la ecuación cuadrática. El *fd* es la métrica de distribución y se apoya en la fórmula general de la ecuación cuadrática. Es importante mencionar que la fórmula de *fd* esta modificada en función a nuestros parámetros y no es igual a la fórmula general de la ecuación cuadrática.

```

1 function fd = fact_dist( index, N, Nu )
2
3     index = index - index(1) + 1;
4     spreading = var(diff(index),1);
5     S = N*Nu;
6     u1 = max(index);
7     space = (u1-1)/(N-1);
8     tz = u1 + space - 1;
9     a1 = N;
10    a2 = S - 3*N;
11    a3 = 2*N;
12
13    fd = (sqrt(4*a3*tz-4*a1*a3+a2^2)-a2)/(2*a3) - spreading/(2*S);
14 end

```

En esta parte de la sección mencionaremos un poco los resultados del primer estudio. Las simulaciones muestran que el SNR es exactamente el mismo para todos los modos de portadoras SC-FDMA y que el PAPR del modo intercalado es el más bajo de todos los modos. Si graficamos esto, el punto óptimo encontrado es usando el método intercalado, cuando FD es 1. En la Figura 3.5 se puede observar de mejor manera lo explicado anteriormente.

Como en un principio queríamos medir la dispersión de las portadoras, encontrar el método intercalado fue un problema. Porque ya sabíamos que el mapeo intercalado tenía bajo PAPR, incluso mucha literatura nos menciona esto. Lo interesante fue encontrar que el rendimiento era igual para todos los modos de portadoras. Pero, el objetivo era encontrar una nueva distribución de portadora, esto hizo que ya no utilizemos la métrica de distribución en el segundo estudio. Que no lo utilizemos no quiere decir que no sea útil, por eso es que mencionamos el diseño de la métrica de distribución en este trabajo de tesis.

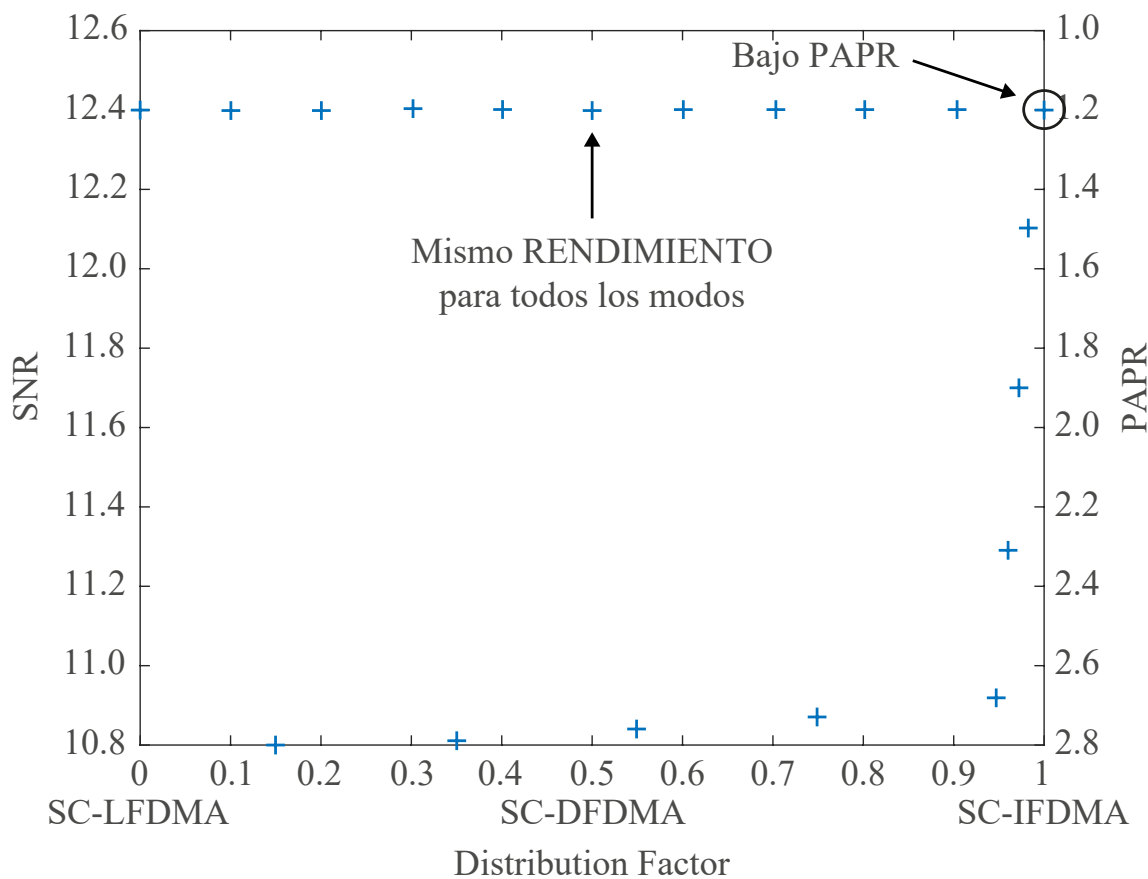


Figura 3.5: Punto óptimo usando el método intercalado

3.4. Implementación del Sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi

En esta sección hablaremos de los elementos esenciales de un transmisor y receptor SC-FDMA, el uso de códigos convolucionales en el sistema de SC-FDMA y de los diferentes tipos de escenarios que se utilizan en el canal de SC-FDMA.

3.4.1. Transmisor SC-FDMA

SC-FDMA tiene dos tipos de esquemas. El primer esquema introduce la etapa de la codificación de canal, esto para estudiar los beneficios de los tipos de mapeo de portadoras. Como escenario de control se utiliza el mismo esquema pero sin la etapa de la codificación de canal. El tipo de codificación de canal que utiliza el sistema de SC-FDMA son códigos convolucionales, específicamente Trellis-Viterbi. Se utiliza este tipo de códigos porque es más sencillo y no tiene mucha carga computacional, reed-solomon es más pesado y los turbo códigos son más complejos. La codificación de canal no es el fuerte de este trabajo, sino, el estudio de los tipos de mapeo de portadoras. La Figura 3.6 muestra un diagrama de bloques del transmisor SC-FDMA usando un codificador de canal con Trellis.

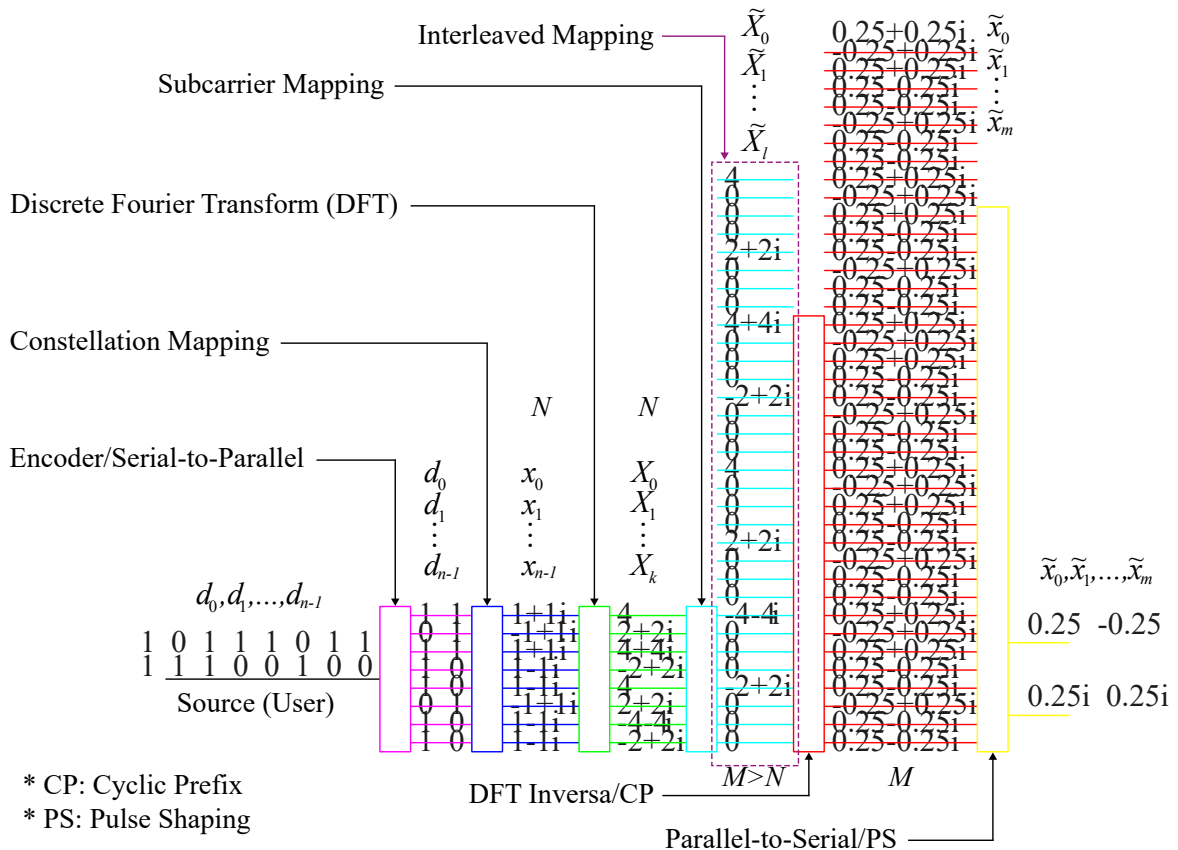


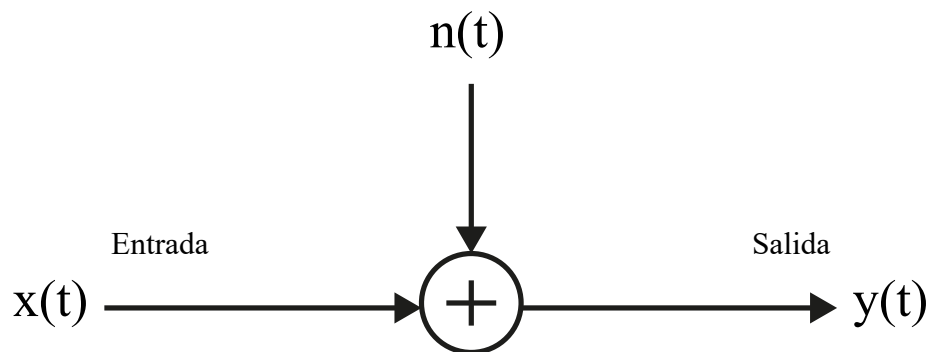
Figura 3.6: Diagrama de bloques del transmisor SC-FDMA

La Figura 3.6 muestra una breve descripción de la generación de los símbolos SC-FDMA, así como la nomenclatura utilizada a lo largo de este manuscrito, en el dominio de tiempo y de la frecuencia. A la entrada del transmisor SC-FDMA se genera una secuencia de bits aleatorios. La entrada binaria al modulador SC-FDMA es la salida de un codificador de canal que añade redundancia a los datos para hacerlo más fiable y por lo tanto más robusto contra el ruido y el desvanecimiento selectivo en frecuencia que pueda introducirnos el canal. A la salida del codificador de canal la secuencia de datos binarios se convierten en flujos de datos paralelos. Un modulador de banda base transforma los flujos de datos paralelos en una secuencia multinivel de números complejos usando una de varias técnicas de modulación digital. En este trabajo utilizamos la modulación QPSK. El transmisor agrupa los símbolos modulados, $\{x_n\}$, en bloques que contienen cada uno N símbolos, $\{x_n : n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1\}$. El primer paso en la modulación de las portadoras SC-FDMA es realizar una transformada de Fourier discreta (DFT) de N puntos para generar una representación de dominio de frecuencia de los símbolos de entrada. Las muestras del dominio de la frecuencia después de DFT se expresan como $\{X_k : k = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1\}$. Luego se realiza el mapeo de portadoras y cada una de las salidas de DFT se mapea a una de las portadoras ortogonales transmisibles $M > N$. Las muestras del dominio de la frecuencia después del mapeo de la portadora se dan como $\{\tilde{X}_l : l = 0, 1, 2, 3, \dots, M - 1\}$. En SC-FDMA, el mapeo de portadoras se puede lograr usando uno de varios métodos existentes. Los métodos más comunes son los modos de portadora localizada, distribuida y entrelazada. En la Figura 3.6 se muestra el mapeo de portadora intercalada. La etapa IDFT convierte estos flujos de datos complejos en dominio de tiempo. Posteriormente, se inserta una banda de guarda o prefijo cíclico (CP) entre símbolos SC-FDMA para cancelar el ISI en el receptor. Después de la adición de CP, los flujos de datos se convierten a una corriente de datos en serie para ser transmitida en el canal. El filtro de formación de impulsos atenúa la energía de la señal fuera del ancho de banda SC-FDMA nominal. La conversión digital a analógica y la modulación de radiofrecuencia tienen lugar después de la conformación de impulsos.

3.4.2. Canal de SC-FDMA

En este punto se considerará la transmisión de la secuencia de información digital de SC-FDMA sobre canales de comunicaciones caracterizados por ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN). Para estudiar los beneficios de SC-LFDMA y SC-IFDMA se genera varios escenarios en el canal de SC-FDMA. Como primer escenario tenemos el canal AWGN. El canal AWGN es uno de los modelos matemáticos más simples para varios canales físicos de comunicaciones, incluyendo los cableados y algunos canales de radio. El canal AWGN no tiene en cuenta el desvanecimiento, la selectividad de frecuencia, la interferencia, la no linealidad o la dispersión. Sin embargo, produce modelos matemáticos sencillos y manejables que son útiles para obtener información sobre el comportamiento subyacente de un sistema antes de considerar estos otros fenómenos. La Figura 3.7 muestra la salida del canal AWGN en el dominio del tiempo. Donde, $y(t)$ es la señal recibida en la entrada del receptor SC-FDMA, $x(t)$ es la señal modulada transmitida a través del canal y $n(t)$ es la variable aleatoria de ruido gaussiano blanco aditivo con media cero y varianza σ_2 . Para un canal AWGN, la varianza de ruido en términos de densidad espectral de potencia de ruido (N_0) viene dada por: $\sigma_2 = N_0/2$. La Figura 3.8 muestra las portadoras de varios usuarios en el canal AWGN. En

este caso las portadoras no sufren de atenuación, asume sólo aquellas perturbaciones debida al ruido AWGN. La Figura 3.8 representa la salida $Y(f)$ en el dominio de la frecuencia de la Figura 3.7.



El canal con ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN).

Salida en el dominio del tiempo:

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t)$$

delta=1

$$y(t) = x(t) + n(t)$$

Figura 3.7: Canal con ruido gaussiano blanco aditivo

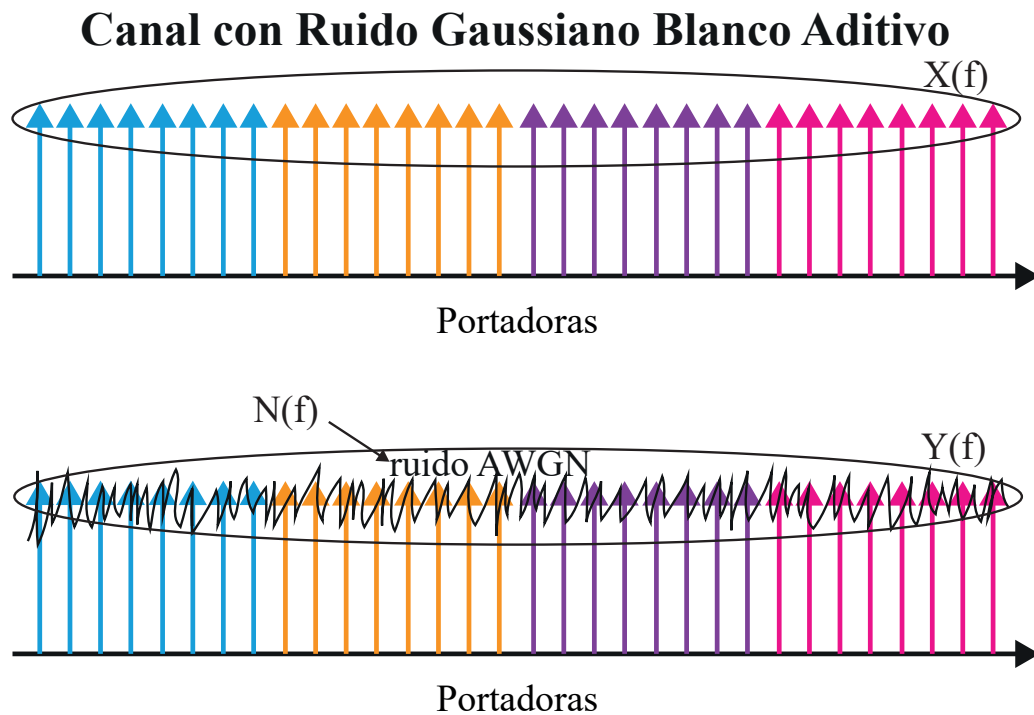
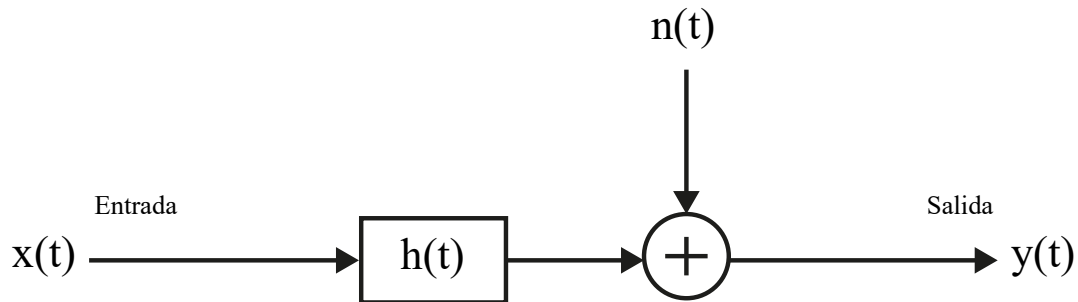


Figura 3.8: portadoras en el canal AWGN

Como segundo escenario tenemos el canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN. Este canal utiliza una distribución gaussiana, no se considera un canal con desvanecimiento de Rayleigh el cual utiliza una distribución de Rayleigh. En este trabajo, lo ideal era utilizar el canal con desvanecimiento de Rayleigh ya que se considera un modelo razonable cuando hay muchos objetos en el entorno que dispersan la señal de radio antes de que llegue al receptor. Por motivos de simplicidad utilizamos un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN. Una característica del desvanecimiento selectivo en frecuencia es que algunas frecuencias son realzadas, mientras que otras se atenúan. El desvanecimiento selectivo en frecuencia solo afecta a algunas portadoras y no a toda la señal. Si el flujo de datos está protegido por un código de corrección de errores hacia delante, este tipo de desvanecimiento puede reducirse significativamente. La Figura 3.9 muestra la entrada del receptor en el dominio de la frecuencia del canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN. Aquí, $Y(f)$ es la señal recibida en la entrada del receptor SC-FDMA, $X(f)$ es la señal modulada transmitida a través del canal, $N(f)$ es el ruido aportado por el AWGN que es gaussiano distribuido con media cero y varianza unitaria y $H(f)$ es el factor de escala de amplitud de canal complejo que sigue a la distribución gaussiana, en este caso asumimos $H(f)$ siguiendo el efecto del desvanecimiento selectivo en frecuencia, algunas portadoras fueron atenuadas, mientras que en otras no, como se muestra en la Figura 3.10. La Figura 3.10 muestra las portadoras de varios usuarios en el canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN. En este caso las portadoras de un sólo usuario sufren de atenuación y además, se añade ruido AWGN a todas las portadoras por igual. La Figura 3.10 representa la entrada del receptor $Y(f)$ en el dominio de la frecuencia de la Figura 3.9.



El canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN.

Salida en el dominio del tiempo:

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t)$$

Entrada del receptor en el dominio de la frecuencia:

$$R(f) = Y(f) = X(f) * H(f) + N(f)$$

Figura 3.9: Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN

Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia

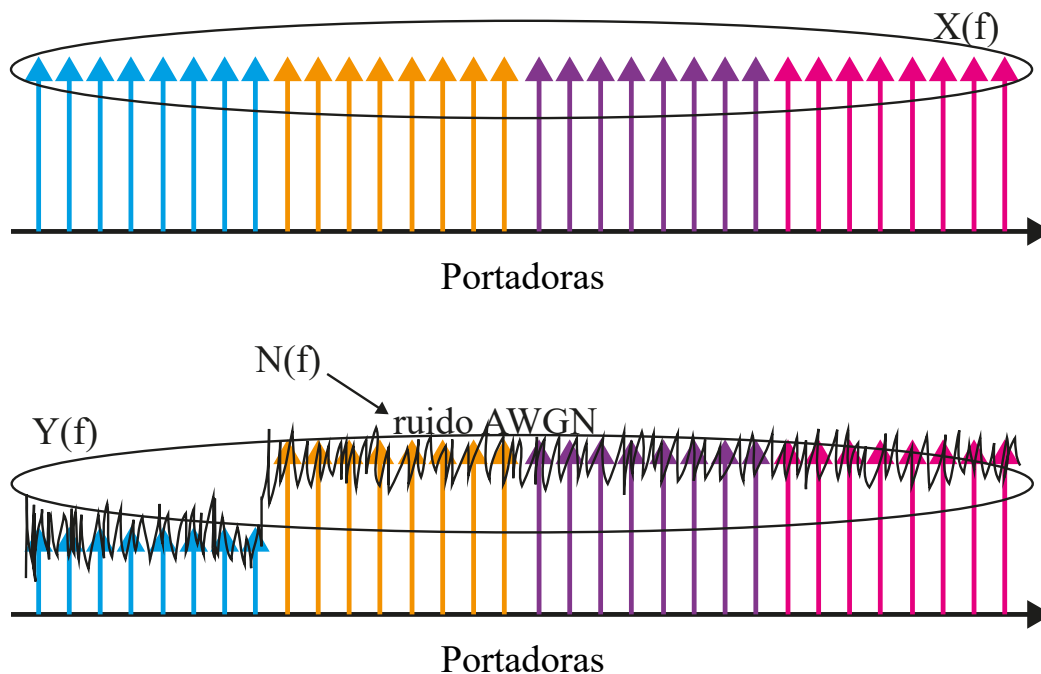
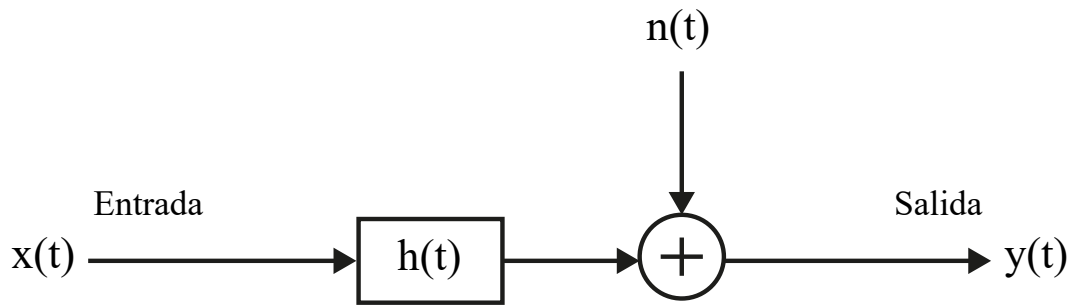


Figura 3.10: Portadoras en el canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN

Como tercer escenario tenemos el canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN. El efecto de esta combinación genera un ruido localizado, el ruido localizado se da también por interferencias. La Figura 3.11 muestra la entrada del receptor en el dominio de la frecuencia del canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN. Donde, $R(f)$ es la señal recibida en la entrada del receptor SC-FDMA, $X(f)$ es la señal modulada transmitida a través del canal, $N(f)$ es el ruido aportado por el AWGN que es gaussiano distribuido con media cero y varianza unitaria y $T(f)$ es la función de transferencia del canal, en este caso también asumimos $H(f)$ siguiendo el efecto del desvanecimiento selectivo en frecuencia, como se muestra en la Figura 3.10. La Figura 3.12 representa un escenario donde se considera el desvanecimiento selectivo en frecuencias y al compensar estas frecuencias desvanecidas con la ganancia selectiva de frecuencia y el ruido AWGN se genera el efecto de un ruido localizado.



El canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN.

Salida en el dominio de la frecuencia:

$$Y(f) = X(f) * H(f) + N(f)$$

La función de transferencia del canal T(f) es:

$$T(f) = 1/H(f)$$

Entrada del receptor en el dominio de la frecuencia:

$$R(f) = Y(f) * T(f)$$

$$R(f) = [X(f) * H(f) + N(f)] * T(f)$$

$$R(f) = X(f) * H(f) * \overset{1}{T(f)} + N(f) * T(f)$$

$$R(f) = X(f) + N(f) * T(f)$$

Figura 3.11: Canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN

Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva en Frecuencia

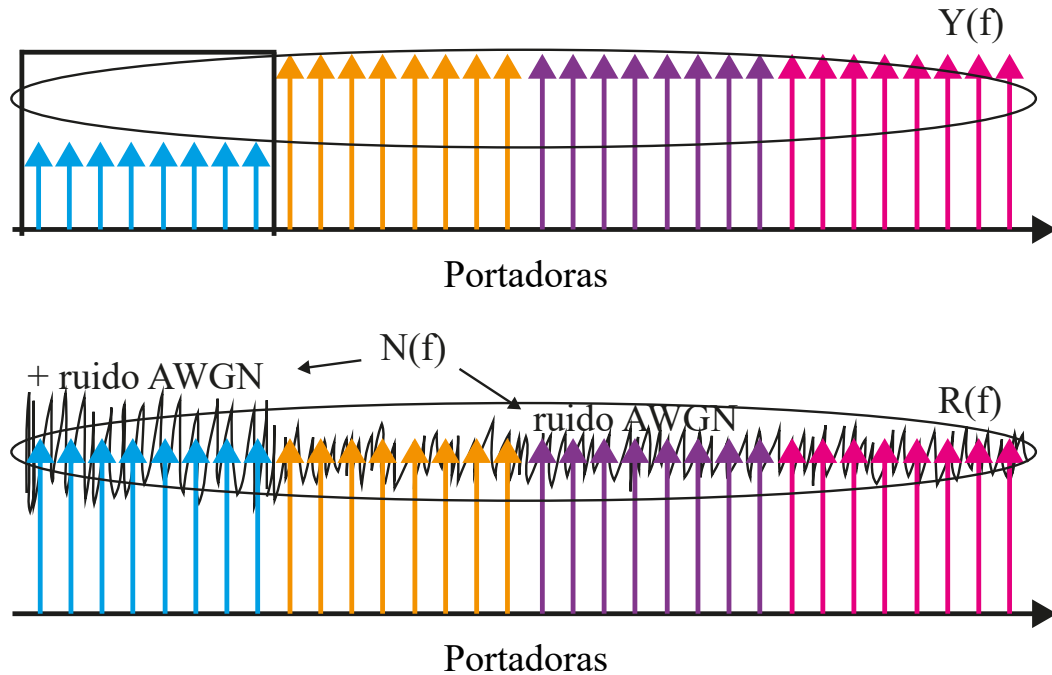


Figura 3.12: Portadoras en el canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN

3.4.3. Receptor SC-FDMA

En el receptor SC-FDMA, los datos en serie se convierten a flujos de datos paralelos, el CP se elimina de cada símbolo, la etapa DFT transforma las señales recibidas en el dominio de la frecuencia, des-mapea las portadoras según el método utilizado por el transmisor y, a continuación, realiza la ecualización del dominio de la frecuencia (FDE). Como se mencionó anteriormente, SC-FDMA utiliza modulación de portadora única; Por lo tanto, sufre de interferencia entre símbolos (ISI). La ecualización se implementa para minimizar el ISI. Un ecualizador compensa la distorsión lineal introducida por el canal de propagación de trayectos múltiples. Para los canales de banda ancha, los ecualizadores de dominio de tiempo convencionales son poco prácticos debido a la respuesta de impulso de canal muy largo en el dominio de tiempo. La ecualización del dominio de la frecuencia (FDE) es más práctica para tales canales. Finalmente, los símbolos que han sufrido la ecualización se transforman de nuevo al dominio del tiempo a través de IDFT. Por lo tanto, la detección y decodificación de canal tienen lugar en el dominio del tiempo. Los flujos de datos paralelos se convierten en una secuencia de datos en serie y la señal digital original generada en el lado del transmisor es recuperada por el receptor. La Figura 3.13 muestra un diagrama de bloques del receptor SC-FDMA usando un decodificador de canal con Viterbi.

El programa en Matlab del sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi y los diferentes tipos

de escenarios que se utilizan en el canal de SC-FDMA se encuentra en el Anexo C.

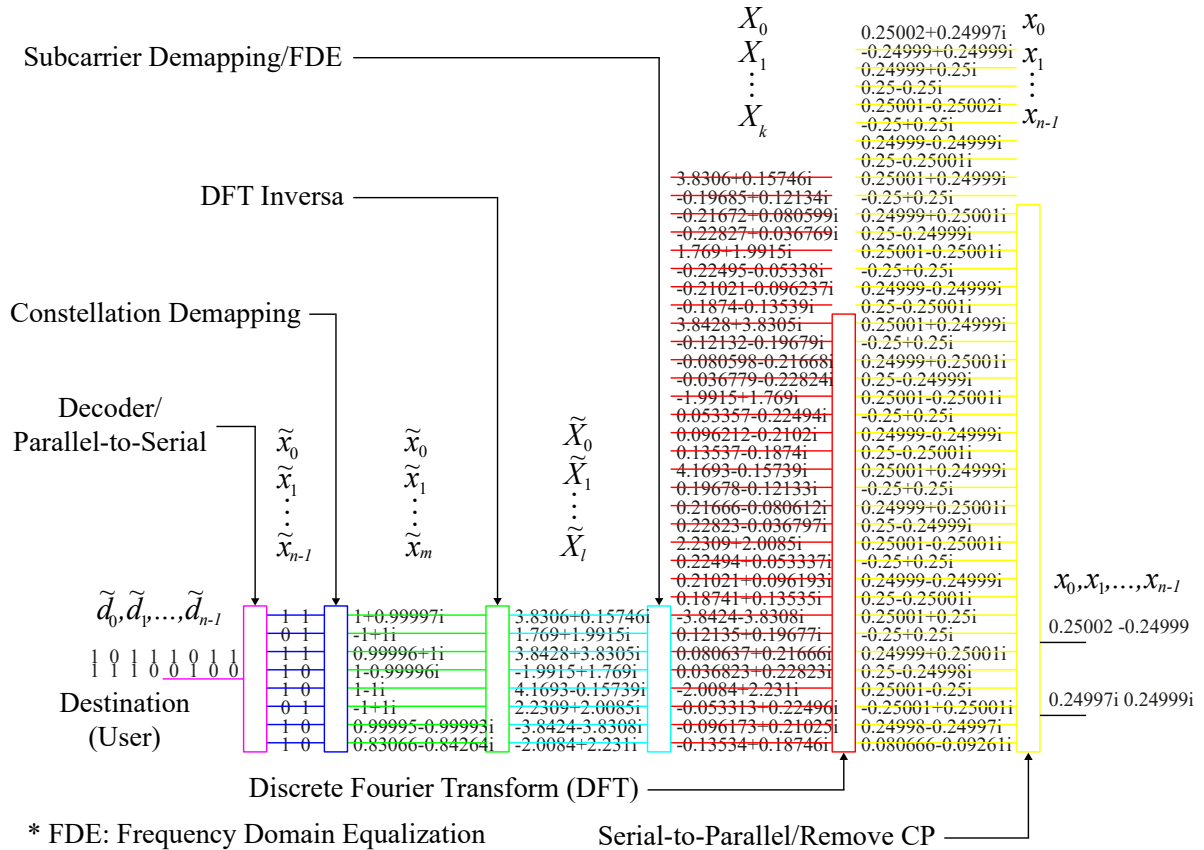


Figura 3.13: Diagrama de bloques del sistema receptor SC-FDMA

3.5. Codificación Convencional y Decodificación de Viterbi en el Sistema de SC-FDMA

3.5.1. Codificación de Trellis de Códigos Convolucionales

Los códigos convolucionales difieren de los códigos de bloque en términos de método de operación. Un codificador convolucional opera sobre datos en serie, mientras que los códigos de bloque operan sobre un bloque de datos de entrada. También es diferente la utilización de elementos de memoria en los codificadores convolucionales. En el caso de los códigos de bloque, no hay elemento de memoria implicado en la generación de datos codificados.

Los códigos convolucionales se especifican como (n, k, L) , donde n es el número de bits de salida del codificador, k es el número de bits de entrada para el codificador y L es la longitud de restricción del codificador. Las expresiones distintas para la longitud de las restricciones se encuentran a menudo en diferentes libros de texto, pero la idea fundamental es la misma. La longitud de restricción se utiliza para calcular el número de etapas de memoria o flip-flops

utilizados en el codificador. Mientras conocemos L y la fórmula subyacente, podemos calcular el número de elementos de memoria (m). Así que realmente no importa qué expresión para L se utiliza. La longitud de la restricción se expresa como:

$$L = K(m + 1)$$

En algunos libros de texto se expresa como $k * (m)$ y en algunos otros libros se expresa incluso como $L = m + 1$. Usaremos la primera expresión a lo largo de nuestra discusión.

En este trabajo utilizaremos un código convolucional simple (2,1,3) donde $n = 2$, $k = 1$ y $L = 3$ (se usa la expresión $L = k(m + 1)$). Construyamos el codificador a partir de la información anterior. El codificador se construye con 1 bit de entrada, 2 bits de salida y 2 elementos de memoria. Obsérvese que la expresión $L = k(m + 1)$ conduce a 2 elementos de memoria. Aquí estos dos elementos de memoria se utilizan para almacenar los últimos 2 bits de entrada. Si se usa la expresión $L = k * m$ y para un codificador (2,1,3) ($L = 3$), el número de elementos de memoria sería 3, donde estos 3 elementos de memoria se usan para almacenar los últimos 3 bits de entrada. Por lo tanto, la expresión de la longitud de restricción tiene que ser interpretada cuidadosamente, de lo contrario cualquier interpretación errónea conducirá a una estructura de codificador diferente por completo.

Ahora sabemos el número de bits que entran en el codificador, número de bits que salen de ella y el número de elementos de memoria. Hasta ahora el codificador es como una caja negra para nosotros en el sentido de que no sabemos cómo se utilizan los elementos de memoria para generar los bits de salida de la entrada. Para entender completamente la estructura del codificador necesitamos algo llamado “polinomios generadores” que nos dicen cómo los elementos de memoria están vinculados para lograr la codificación. Los polinomios generadores para un conjunto de codificador convolucional específico (n, k, L) se encuentran generalmente a través de la simulación. El conjunto (n, k, L) junto con n polinomios generadores describe completamente un codificador convolucional.

Para nuestro codificador (2,1,3), utilizamos los dos polinomios generadores siguientes, uno para generar cada bit de salida.

$$\begin{aligned} g_0 &= [1 \ 1 \ 1] \\ g_1 &= [1 \ 0 \ 1] \end{aligned}$$

Vamos a poner todo para hacer la estructura del codificador. El primer bit del polinomio del generador indica la entrada actual I_0 , el segundo bit indica la última entrada I_{-1} (primer elemento de memoria) y el tercer bit indica la última entrada I_{-2} (segundo elemento de memoria) y así sucesivamente.

El polinomio $g_0 = [1 \ 1 \ 1]$ indica que la salida está formada por la entrada XORing actual I_0 y las dos entradas pasadas I_{-1} , I_{-2} . El polinomio $g_1 = [1 \ 0 \ 1]$ indica que la salida está formada por la entrada XORing actual I_0 y la entrada pasada I_{-2} . Así, la estructura del codificador está dada por la Figura 3.14.

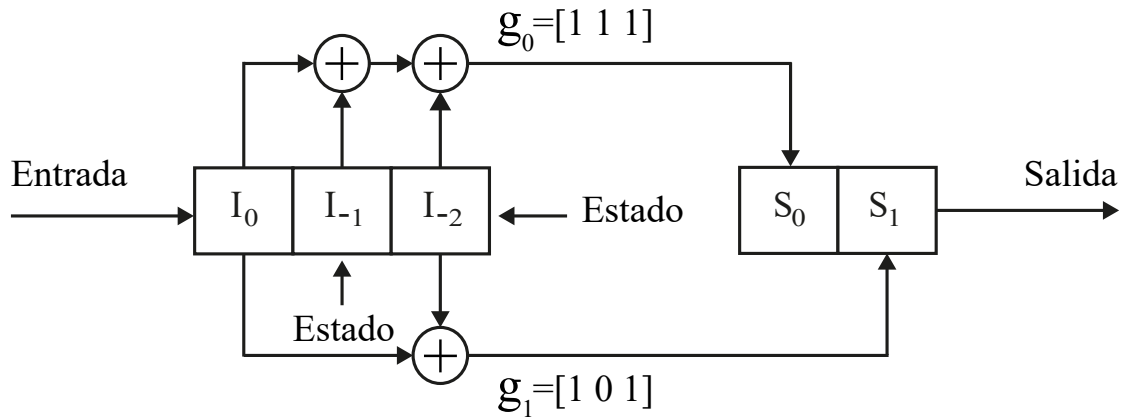


Figura 3.14: Estructura del codificador para (2,1,3)

Para la generación adecuada de palabras de código (y también para la decodificación apropiada en el receptor), el codificador tiene que comenzar con un estado conocido y terminar en un estado conocido. El codificador se inicializa normalmente con un estado cero. Del mismo modo, el último bit de los datos de entrada debe eliminarse correctamente de la memoria del codificador. Si no, generará una palabra de código más débil que puede no proteger los últimos bits. El borrado se realiza añadiendo el flujo de datos entrantes con “ m ” ceros.

En este caso el flujo de entrada de bits esta dado por 010111 (con MSB a la derecha). Si se añaden $m = 2$ ceros finales (para el borrado), la salida codificada se da por 00 11 01 00 10 01 10 11. La salida se empareja en grupos de dos. Este ejemplo se basa en el trabajo realizado por Mathuranathan Viswanathan [46]. La siguiente Tabla 3.2 ilustra el proceso de codificación.

Tabla 3.2: Proceso de codificación

I_0	I_{-1}	I_{-2}	$Salida_0$	$Salida_1$
0	0	0	Estado Inicial	
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	1
0	1	1	1	0
0	0	1	1	1
0	0	0	Memoria borrada	

3.5.2. Estructura del Codificador, Diagrama de Estado y Trellis

El codificador convolucional también puede representarse usando una máquina de estado finito. El comportamiento completo de un codificador convolucional está representado por un

diagrama de estado. El número de estados en un diagrama de estado depende del número de elementos de memoria en el codificador. Si el número de elementos de memoria es m , entonces el número de estados en el diagrama de estado será 2^m . Para el codificador convolucional (2,1,3), el número de estados será 4, es decir, los últimos dos elementos de memoria se usan para almacenar las entradas anteriores I_{-1} e I_{-2} . La transición entre los estados depende de la presente entrada I_0 . La línea continua en el diagrama de estado indica las transiciones debidas a la entrada $I_0 = 0$ y las líneas punteadas se utilizan para representar las transiciones debido a la entrada $I_0 = 1$. Los bits de salida generados durante cada transición de estado se escriben en color rojo oscuro (a lo largo de las líneas de transición).

Los diagramas de estado se pueden construir fácilmente con la ayuda de una tabla de estado como se muestra a continuación. Vea la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Tabla de estado del codificador convolucional (2,1,3)

Entrada	Estado Actual	Estado Siguiete	Salida
0	00	00	00
0	01	00	11
0	10	01	01
0	11	01	10
1	00	10	11
1	01	10	00
1	10	11	10
1	11	11	01

Con la tabla anterior, podemos construir el diagrama de estado mostrado en la Figura 3.15.

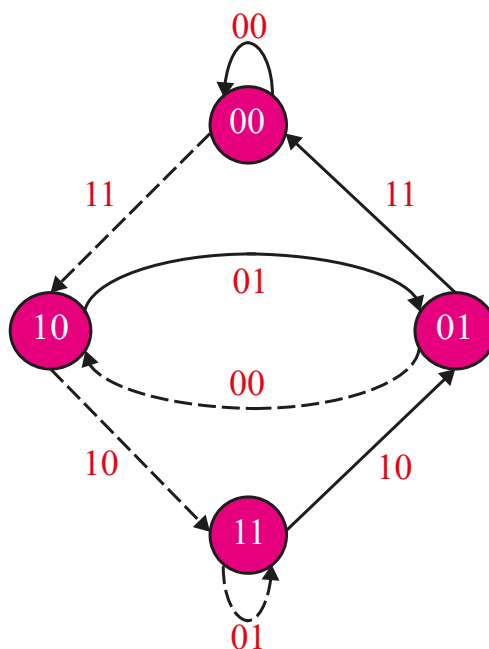


Figura 3.15: Diagrama de estado para (2,1,3)

Un diagrama de Trellis se construye a partir del diagrama de estado dado. El diagrama de Trellis nos ayuda a entender el concepto del algoritmo de decodificación de Viterbi que se utiliza para decodificar los datos codificados convolucionales.

Vamos a ejecutar el Trellis con las entradas junto con los dos ceros para el borrado de memoria - 01011100. El Trellis proporciona la siguiente salida - 00 11 01 00 10 01 10 11, que coincide con el ejemplo anterior. Vea la Figura 3.16. Los cuatro estados posibles del codificador se representan como cuatro filas horizontales. Los estados actuales se consideran estar en el lado izquierdo y los posibles estados siguientes en el lado derecho del Trellis. Las conexiones entre los estados presentes y los estados siguientes siguen exactamente la representación del diagrama de estado. De nuevo, los bits de salida generados durante cada transición de estado se indican a lo largo de las líneas de transición.

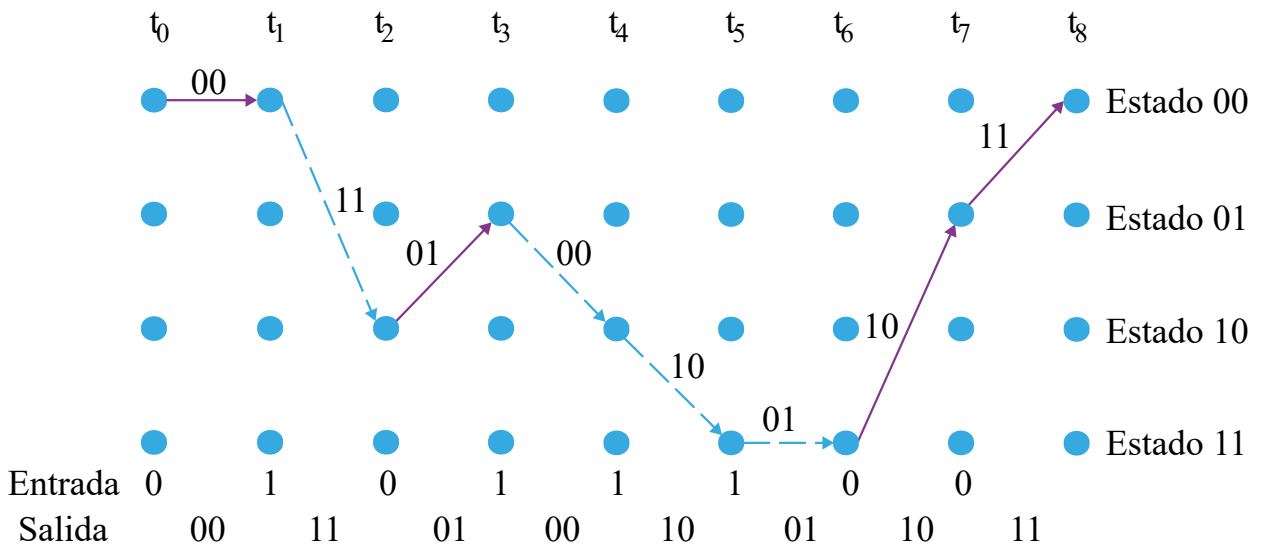


Figura 3.16: Diagrama de Trellis del ejemplo anterior

3.5.3. Decodificación de Viterbi de Códigos Convolucionales

El algoritmo de Viterbi se utiliza para decodificar los códigos convolucionales. Una vez más, la decodificación puede hacerse en dos enfoques: decodificación de decisión hard y decodificación de decisión soft. En esta sección usaremos decodificación de decisión hard para decodificar un conjunto de símbolos recibidos. El siguiente tratamiento del tema se basa en el trabajo realizado por Andreas Gerstlauer [47].

Digamos que los símbolos recibidos son 00 11 11 00 10 01 10 11 - con un símbolo en error (tercer símbolo). Dado los símbolos recibidos, nos gustaría adivinar el bit de entrada al codificador en cada estado de Trellis. Esto se hace utilizando el algoritmo de Viterbi (ver la Figura 3.17).

Para decodificar correctamente, el decodificador tiene que comenzar en un estado de estado conocido 00 en el instante $t=0$. Dado que el estado actual de la memoria es “00”, hay dos posibles estados siguientes - estado “00” y estado “10” para las entradas “0” y “1”,

respectivamente. Para estas dos transiciones de estado, el decodificador emitirá “00” o “11” (vea la Tabla 3.3 o la Figura 3.16). Por lo tanto, si el codificador es introducido con “0”, la salida durante la transición será “00”. De manera similar, la salida del codificador será “11” para la entrada =“1”. En este punto de los otros posibles estados siguientes, “01” y “11” son indefinidos. ‘00’ es el primer símbolo recibido. Puesto que hay dos salidas posibles en este punto del tiempo, calculamos la distancia de Hamming entre el símbolo recibido y las dos salidas posibles. La distancia de Hamming entre el símbolo recibido “00” y la salida de transición “00” es “0”. Similarmente, la distancia de Hamming entre el símbolo recibido “00” y la salida de transición “11” es “2”. En la Figura 3.17, la métrica de distancia se muestra entre paréntesis. Los siguientes estados posibles se muestran bajo el encabezado - “Estados predecesores sobrevivientes”.

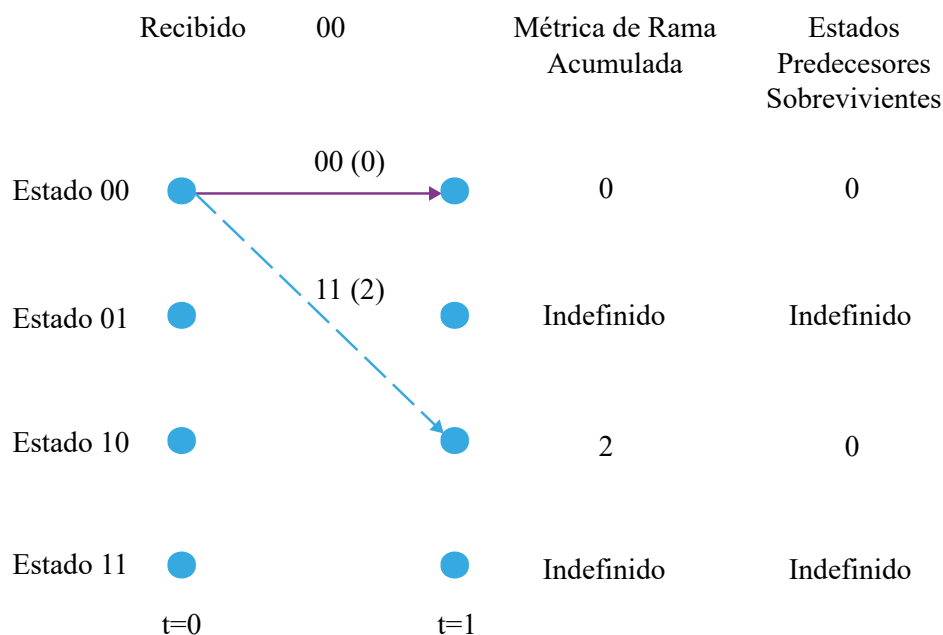


Figura 3.17: Algoritmo de Viterbi en t=0

Ahora, en t=1, tenemos dos estados para comenzar con el siguiente símbolo recibido = “11”. Los dos posibles estados presentes son el estado “00” y el estado “10”. A partir de aquí, dependiendo de la entrada “0” o “1”, el siguiente estado puede ser cualquiera de los cuatro estados posibles (como se muestra en la Figura 3.18). Las métricas de la rama se calculan de la misma manera para todas las cuatro salidas de transición posibles. Las métricas de rama se agregan con la de las métricas de rama anteriores (se supone que las métricas de rama no definidas son cero). Los estados predecesores sobrevivientes se anotan en una tabla separada.

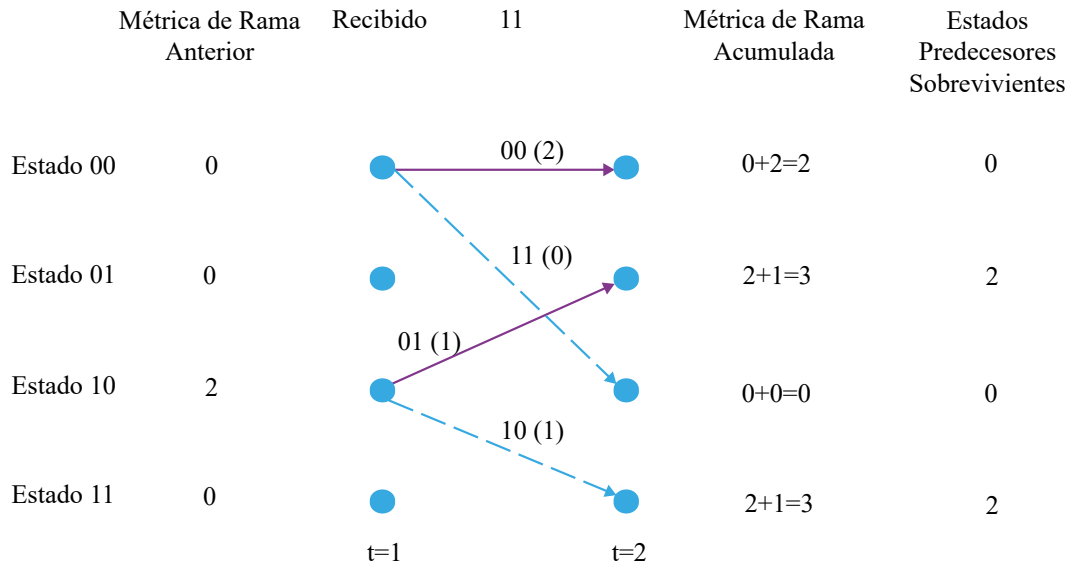


Figura 3.18: Algoritmo de Viterbi en $t=1$

En $t=2$, las cosas se complican un poco. El siguiente símbolo recibido es “11”. Ahora el trellis tiene cuatro estados posibles para comenzar. Todos los cuatro estados posibles pueden tomar cualquiera de los cuatro posibles estados siguientes dependiendo de la entrada “0” o “1” en el codificador. Ahora tenemos 8 métricas de rama para calcular. Pero para cada estado siguiente (en $t=3$), hay dos ramas que conducen al mismo estado (vea la Figura 3.19). Por lo tanto, tenemos que seleccionar sólo una de esas ramas que conducen al estado. Esto se hace seleccionando la rama que tiene una métrica de rama acumulada mínima. Si ambas métricas acumuladas son iguales, entonces tenemos dos opciones para hacer: 1) seleccionar aleatoriamente cualquiera de las ramas o 2) seleccionar consistentemente la rama inferior o la rama superior. Este procedimiento de selección se realiza mediante la unidad “Añadir-Comparar-y-Seleccionar” (ACS) en el hardware.

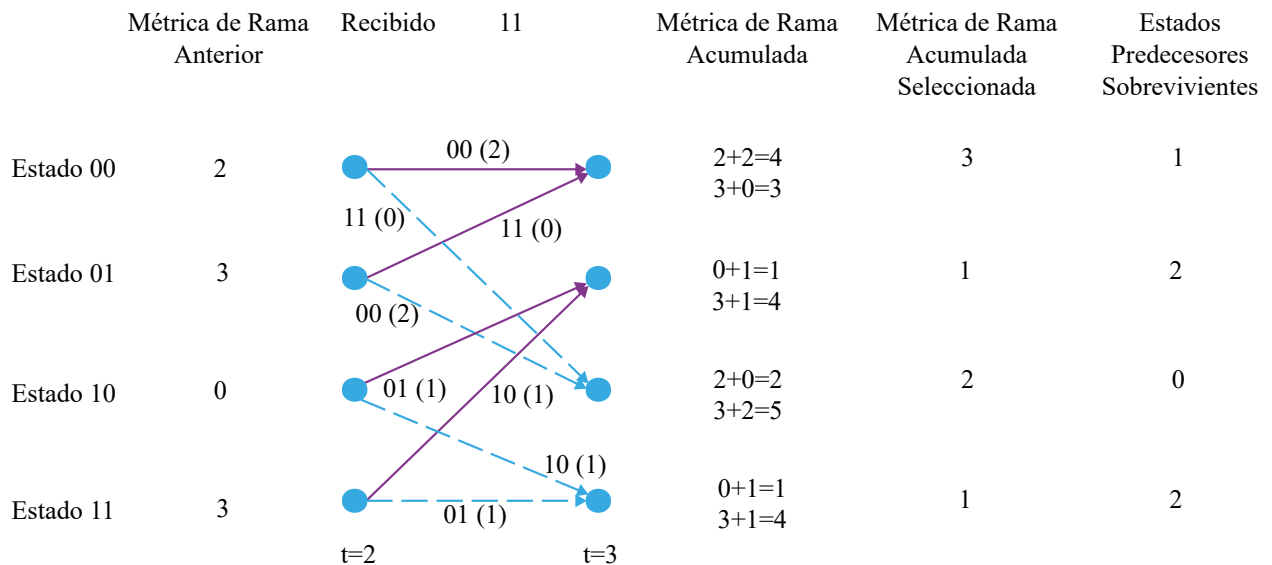


Figura 3.19: Algoritmo de Viterbi en $t=2$

El siguiente cálculo de métricas de rama y estados predecesores sobrevivientes para los instantes $t=3,4,5,6,7$ se muestran en las siguientes figuras del Anexo D.

La siguiente Tabla 3.4 se construye a partir de los valores de “métrica de rama acumulada seleccionada” a medida que avanzamos de un instante a otro. Se utiliza para seleccionar el estado inicial de decodificación. El estado inicial de decodificación se elige escogiendo el estado (al final de los instantes de tiempo) para el cual la métrica de rama acumulada es mínima.

Tabla 3.4: Métrica de rama acumulada seleccionada

Estado	t=0	t=1	t=2	t=3	t=4	t=5	t=6	t=7	t=8
00		0	2	3	3	3	3	4	1
01			3	1	2	2	3	1	4
10		2	0	2	1	3	3	4	3
11			3	1	2	1	1	3	4

A partir de la tabla anterior, al final del trellis ($t=8$), la métrica de rama acumulada mínima es “1” y ocurre para el estado “00”. Por lo tanto, este se convierte en el estado de decodificador de inicio para realizar la operación de rastreo. La operación de rastreo se realiza utilizando la siguiente Tabla 3.5 que se construye utilizando los “estados predecesores sobrevivientes” en cada instante.

Tabla 3.5: Estados predecesores sobrevivientes

Estado	t=0	t=1	t=2	t=3	t=4	t=5	t=6	t=7
00	0	0	1	0	1	1	0	1
01	0	2	2	3	3	2	3	3
10	0	0	0	1	1	1	0	1
11	0	2	2	3	2	3	2	3

Hemos determinado a partir de la tabla anterior que el estado inicial del decodificador para la operación de rastreo es el estado “00”. Ahora comenzamos con el estado “00” en el instante $t=8$ y comenzamos la operación de rastreo como se muestra en la siguiente Tabla 3.6.

Tabla 3.6: Operación de rastreo de los estados predecesores sobrevivientes

Estado	t=0	t=1	t=2	t=3	t=4	t=5	t=6	t=7
00	0	0	1	0	1	1	0	1
01	0	2	2	3	3	2	3	3
10	0	0	0	1	1	1	0	1
11	0	2	2	3	2	3	2	3

Ahora grabe los estados según la operación de rastreo. Tenga en cuenta que el último

estado y el primer estado son iguales. Esto significa que el trellis debe comenzar y terminar en el mismo estado conocido. Vea la Tabla 3.7.

Tabla 3.7: Estados según la operación de rastreo

	t=0	t=1	t=2	t=3	t=4	t=5	t=6	t=7	t=8
Estados de color verde	0	0	2	1	2	3	3	1	0

Reordenar la tabla de transición de estado (mostrada para la operación de codificación) proporciona la siguiente Tabla 3.8. El mensaje original se puede recrear utilizando la tabla anterior y la siguiente Tabla 3.8 de transición de estado. Las transiciones no válidas están marcadas con “x”.

Tabla 3.8: Transición de estado

	La entrada al codificador será			
Estado Actual	00 (0)	01 (1)	10 (2)	11 (3)
00 (0)	0	x	1	x
01 (1)	0	x	1	x
10 (2)	x	0	x	1
11 (3)	x	0	x	1

Combinando la operación de rastreo y la Tabla 3.8 de transición de estado anterior, el mensaje original recreado (descodificado) será. Vea la Tabla 3.9.

Tabla 3.9: Mensaje original

	t=0	t=1	t=2	t=3	t=4	t=5	t=6	t=7
Mensaje descodificado	0	1	0	1	1	1	0	0

De este modo, puede ver que el decodificador se ha recuperado del error de un símbolo y ha recreado con éxito el mensaje de entrada al codificador.

3.6. Cálculo del Tamaño de la Muestra para el Sistema SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi

Para definir el tamaño de la muestra de una investigación científica es necesario tomar en consideración los siguientes factores:

1. Nivel de confianza: sirve para minimizar el error de Tipo I, que es rechazar la hipótesis nula, siendo está verdadera. Normalmente se adopta un valor de 0.05 indicando que aceptamos un 5% de probabilidad de cometer el error de Tipo I.
2. Potencia de la prueba: sirve para minimizar el error de Tipo II, que es no rechazar la hipótesis nula, cuando debimos rechazarla, esta probabilidad se simboliza como β y la potencia $1 - \beta$ normalmente la potencia adopta un valor de 0.80.
3. Magnitud de la diferencia: es una medida a dimensional que indica la efectividad de una acción sobre un grupo de control en una comparación [48].

$$ME = \frac{|Media\ del\ Grupo\ Experimental| - |Media\ del\ Grupo\ de\ Control|}{Desviación\ Estándar} \quad (3.1)$$

4. La varianza de la población: si dos sujetos son muy iguales en un grupo, necesitamos un tamaño de muestra mayor para identificar las diferencias. Si sucede lo contrario y los sujetos son muy distintos, es posible contar con un tamaño de muestra pequeño.

Es importante mencionar que normalmente se busca trabajar con errores pequeños del tipo I, por ese motivo se suele adoptar valores de 0.10, 0.05 ó 0.01 y para errores del Tipo II, se adopta un valor más amplio [49][50].

Con la siguiente fórmula basada en la prueba t estadística, se calcula el tamaño de la muestra [51].

$$A = \left(\frac{1}{q_1} + \frac{1}{q_0} \right), \quad (3.2)$$

$$B = (Z\alpha + Z\beta)^2, \quad (3.3)$$

$$N = \frac{A \times B}{ME^2}, \quad (3.4)$$

Donde q_0 = proporción sujetos grupo 1, $q_1 = 1 - q_0$, ME = Magnitud de la diferencia y N = Tamaño de la muestra.

Con el objetivo de demostrar las hipótesis planteadas, es necesario contrastar el conjunto de datos de SC-IFDMA y SC-LFDMA con y sin Trellis-Viterbi. En la tabla 3.10, se indican los valores calculados del tamaño de la muestra N tomando como datos las métricas de comparación de SC-IFDMA y SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi bajo diferentes escenarios en el canal, para esto se utiliza la Ecuación 3.4. Existen valores constantes para casos como $q_0 = 0,5$, $q_1 = 0,5$, dado que la proporción del conjunto de muestra es igual a la proporción del conjunto de control y $Z\alpha = 1,960$, $Z\beta = 0,842$ obtenidos de la tabla z de distribución normal para un $\alpha = 0,05$ y $\beta = 0,2$. Los datos fueron obtenidos de las simulaciones de SC-IFDMA y SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi.

Tabla 3.10: Tamaño de la muestra para SC-IFDMA y SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi

Hipótesis	Media SC-IFDMA	Media SC-LFDMA	Diferencia	Desviación Estándar	ME	N
E_b/N_0 con RL en 1 portadora	7.89147	7.89130	1.7e-04	4.1e-04	0.41600	1.44456
P_b con RL en 1 portadora	4e-05	2.95e-03	2.90e-03	4.85e-06	597.63	6.99e-07
E_b/N_0 con DSF en 1 portadora	6.90459	7.88967	0.98508	1.09e-03	900.16	3.08e-07
P_b con DSF en 1 portadora	0.05270	0.12658	0.07388	1.1e-04	627.70	6.34e-07
E_b/N_0 con RL en 4 portadoras	7.64804	7.64757	4.6e-04	6.8e-04	0.67765	0.54440
P_b con RL en 4 portadoras	3.9e-04	0.02555	0.02516	1.43e-05	1752.82	8.13e-08
E_b/N_0 con DSF en 4 portadoras	7.22461	9.70004	2.47543	1.28e-03	1932.33	6.69e-08
P_b con DSF en 4 portadoras	0.08178	0.24395	0.16217	1.4e-04	1088.32	2.11e-07

En la Tabla 3.11, se realiza un contraste similar al efectuado en la Tabla 3.10, con la única diferencia que son datos de las métricas de comparación de SC-IFDMA y SC-LFDMA con Trellis-Viterbi bajo diferentes escenarios en el canal. Los datos fueron obtenidos de las simulaciones de SC-IFDMA y SC-LFDMA con Trellis-Viterbi.

Tabla 3.11: Tamaño de la muestra para SC-IFDMA y SC-LFDMA con Trellis-Viterbi

Hipótesis	Media SC-IFDMA	Media SC-LFDMA	Diferencia	Desviación Estándar	ME	N
PAPR con RL en 1 portadora	1.19584	1.42195	0.22611	7.87e-05	2870.78	3.03e-08
E_b/N_0 con RL en 1 portadora	7.89142	7.82899	0.06243	4.0e-04	153.63	1.05e-05
P_b con RL en 1 portadora	5.82e-05	1.54e-03	1.48e-03	6.59e-06	225.60	4.91e-06
PAPR con DSF en 1 portadora	1.65302	1.76752	0.11450	1.8e-04	619.94	6.50e-07
E_b/N_0 con DSF en 1 portadora	6.94160	8.03814	1.09654	1.06e-03	1026.17	2.37e-07
P_b con DSF en 1 portadora	0.03820	0.12381	0.08560	1.5e-04	542.96	8.48e-07
PAPR con RL en 4 portadoras	1.34464	1.47008	0.12543	1.1e-04	1123.49	1.98e-07
E_b/N_0 con RL en 4 portadoras	7.64804	7.58851	0.05952	4.1e-04	145.03	1.18e-05
P_b con RL en 4 portadoras	2.5e-04	0.01186	0.01160	1.10e-05	1055.00	2.24e-07
PAPR con DSF en 4 portadoras	1.68012	1.83830	0.15817	2.2e-04	710.98	4.94e-07
E_b/N_0 con DSF en 4 portadoras	7.22655	9.66456	2.43800	6.9e-04	3519.65	2.01e-08
P_b con DSF en 4 portadoras	0.06557	0.29123	0.22565	1.3e-04	1666.27	9.00e-08

Cómo podemos observar, en todos los casos para poder determinar las diferencias planteadas con un nivel de confianza de 0.5 y potencia de 0.8; el numero de muestras es muy pequeño. Esto quiere decir, que con el conjunto de muestras de las simulaciones ya realizadas estamos preparados para el análisis y evaluación de SC-IFDMA y SC-LFDMA con y sin Trellis-Viterbi.

3.7. Epílogo del Capítulo de la Metodología

En esta parte del trabajo, se presentó el diagrama de bloques del sistema de comunicación SC-FDMA con el objetivo de estudiar cada elemento del sistema. Además, se realizó el diseño de la métrica de distribución para las portadoras de SC-FDMA. Igualmente, se presentó la implementación del sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi bajo diferentes tipos de escenarios en el canal de comunicación. También, se realizó la codificación convolucional de Trellis y decodificación de Viterbi que se utiliza en el sistema de SC-FDMA. Asimismo, se presentó el cálculo en base a un estudio estadístico con el objetivo de contrastar las hipótesis planteadas.

Capítulo 4

Resultados y Discusión

4.1. Prólogo del Capítulo de Resultados y Discusión

En este capítulo se entrega al lector los resultados obtenidos del trabajo y sus discusiones. Comenzamos presentado el análisis y discusión de mapeo de portadoras SC-FDMA en el canal AWGN, donde realizamos un estudio exhaustivo en el rendimiento E_b/N_0 , PAPR, energía de símbolo y BER. Luego, presentamos la evaluación y discusión de la distribución de portadoras SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi bajo diferentes escenarios en el canal de comunicación, donde evaluamos la distribución de portadoras más óptima, considerando el rendimiento E_b/N_0 , PAPR y P_b .

4.2. Análisis de Mapeo de Portadoras SC-FDMA en el Canal AWGN

Analizar el rendimiento de los sistemas basados en OFDM bajo diferentes escenarios es un proceso esencial para mejorar aún más las técnicas de modulación futuras. En esta sección algunos conceptos comunes están dirigidos a confirmar o cuestionar la validez y bajo qué escenarios pueden ser engañosos. El objetivo no es determinar el mejor modo de mapeo de portadoras, ya que esto depende de la aplicación, sino más bien contrastar las diferencias.

En términos de rendimiento del caudal, mucho trabajo cita la bien conocida ecuación de capacidad de canal de Shannon, cuando se comparan los modos, que establece que $C = B \log_2(1 + \frac{S}{N})$. De acuerdo con esta ecuación, todos los modos de mapeo de portadoras deben tener la misma capacidad de canal. El ancho de banda B es el mismo para todos los modos, porque todos tienen la misma cantidad de portadoras, la diferencia es la distribución. Excepto para las portadoras finales, todas las portadoras están expuestas a interferencia entre portadoras (o entre símbolos), interferencia de acceso múltiple o una combinación de éstas. SC-LFDMA está expuesto a ISI [52][53][54], mientras que SC-IFDMA está expuesto a la interferencia de acceso múltiple. El otro componente de la ecuación es la relación señal

a ruido (SNR). Como se muestra más adelante, la SNR promedio de los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada es el mismo, la diferencia es la varianza de la SNR. En casos específicos, la SNR aparente puede aumentar significativamente, pero para cada muestra de SNR alta, esta una muestra de SNR igualmente baja. La distribución empírica mostrada en las Tablas 4.1 y 4.2 lo demuestra. Esto es consistente con la energía generada por los símbolos, que sólo pasan a través de la DFT y esta operación no afecta a la energía. El prefijo cíclico agrega energía, pero en promedio añade la misma cantidad a todos los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada. Puesto que la energía promedio del símbolo es la misma para todos los modos, dada la potencia del ruido, todos los modos deben tener el mismo rendimiento. La Figura 4.1 muestra la comparación de rendimiento de SC-LFDMA y SC-IFDMA. En el Anexo E se encuentra el programa en Matlab del análisis de rendimiento del mapeo de portadoras localizada y entrelazada en un canal con ruido AWGN.

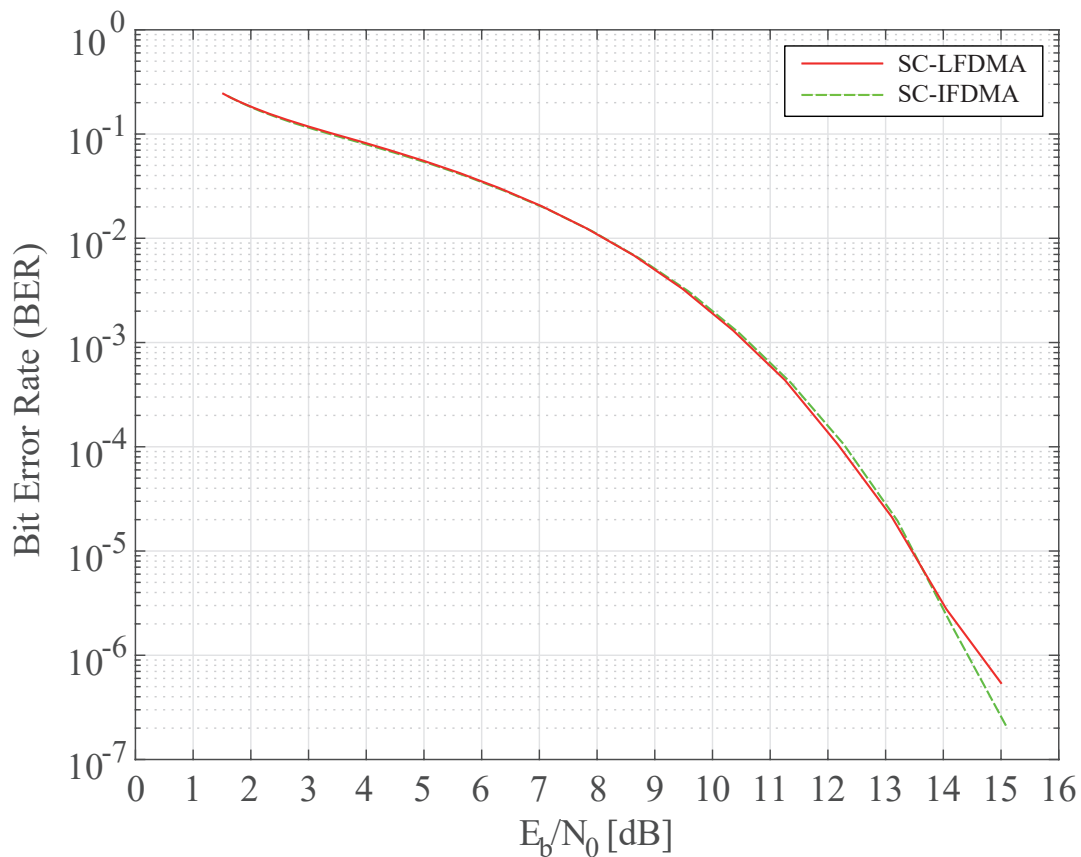


Figura 4.1: Tasa de error binario vs E_b/N_0

En términos de ganancia selectiva de frecuencia, el modo localizado tiene una ventaja sobre el modo entrelazado. Para recuperar los símbolos originales, el receptor del sistema SC-FDMA debe tener todas las portadoras sometidas a la misma cantidad de ganancia/pérdida. Si ciertas portadoras se amplifican mientras que otras no, las operaciones IDFT/DFT calcularán una inversión errónea. Si un cierto rango de frecuencia requiere amplificación en un esquema localizado, el sistema tiene la flexibilidad de elegir el rango de frecuencias de un solo usuario. En un escenario entrelazado, esto también puede hacerse, pero es más difícil ya que el sistema

debe amplificar todas las portadoras que pertenecen al mismo usuario de la misma manera. La Figura 4.2 muestra la ganancia selectiva de frecuencia para los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada. Aunque la ganancia selectiva de frecuencia es difícil en el modo entrelazado, tener diversidad de frecuencias tiene una ventaja. Dado que el modo entrelazado tiene PAPR bajo (unitaria en un ambiente sin ruido), todos los símbolos tienen la misma energía (polaridades variables), una opción de redundancia podría implementarse fácilmente para realizar la corrección de errores ya que las amplitudes de las portadoras pueden ser tratadas como datos binarios. La diversidad de frecuencias podría permitir la autocorrección.

Ganancia Selectiva de Frecuencia

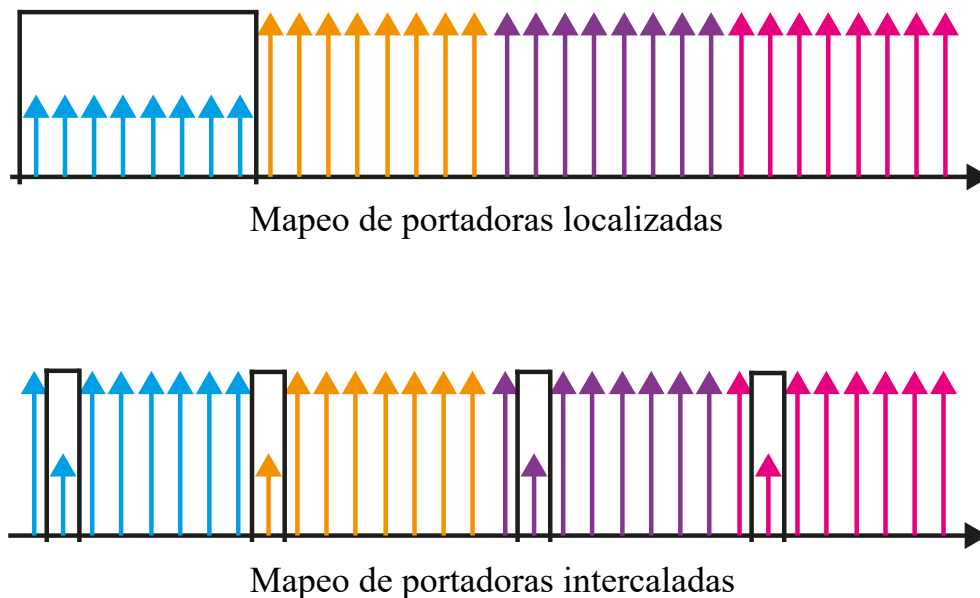


Figura 4.2: Ganancia selectiva de frecuencia para SC-LFDMA y SC-IFDMA

Como se mencionó anteriormente, el modo entrelazado tiene una interferencia de acceso múltiple debido a la superposición de espectros de diferentes usuarios. Por otro lado, no tiene prácticamente ninguna interferencia entre portadoras, despreciable para todos los propósitos prácticos. Para el caso localizado sucede lo contrario, es muy propenso a interferencia entre portadora porque las portadoras son adyacentes entre sí, mientras que la interferencia de acceso múltiple está limitada a las portadoras fronterizas. En teoría, todas las portadoras están igualmente expuestas a uno de los dos tipos de interferencia (excepto la primera y última portadora). En este sentido, ningún caso parece sobresalir por el resto. La Figura 4.3 muestra los dos modos de mapeo de portadoras en el dominio de la frecuencia. Hay cuatro usuarios, cada uno de los cuales transmite símbolos en cuatro portadoras en un sistema con un total de 16 portadoras. En el modo localizado, el usuario 1 usa portadoras 0, 1, 2 y 3; el modo entrelazado utiliza portadoras 0, 4, 8 y 12.

Interferencias

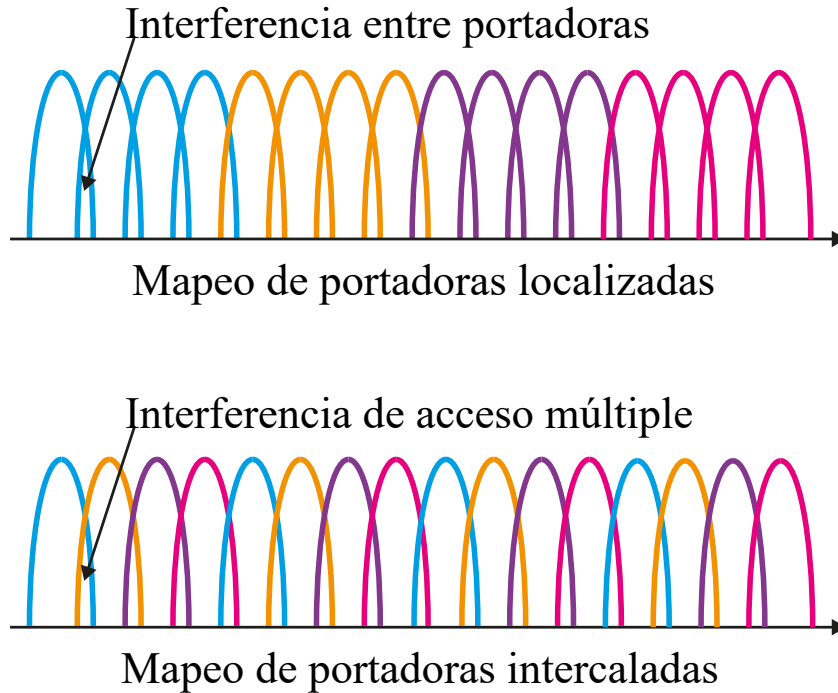
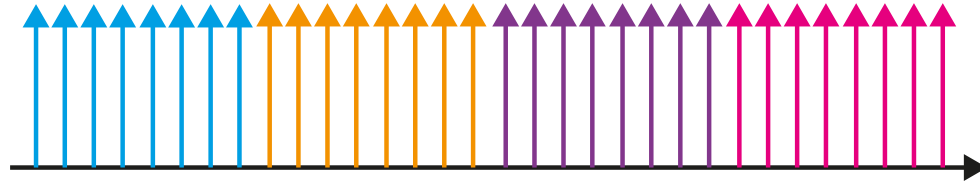


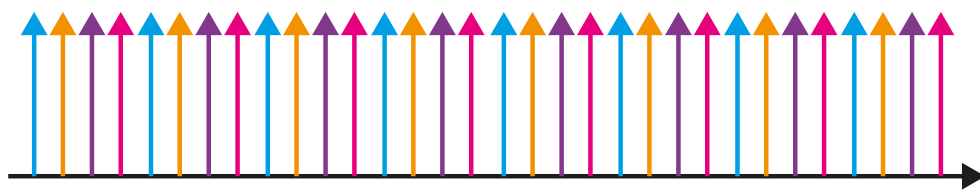
Figura 4.3: Mapeo de portadoras para múltiples usuarios

Moviéndose a las ventajas del modo entrelazado, el SC-IFDMA es conocido por su bajo PAPR. Observando los resultados mostrados en las Tablas 4.1 y 4.2 se verifica esto. El caso silencioso es bastante drástico, pero cuando se añade ruido, los beneficios disminuyen pero sigue siendo significativo. La diversidad de frecuencias se menciona a menudo cuando se discuten las ventajas del modo de mapeo de portadoras intercaladas, aunque esto puede ser una ventaja o una desventaja como se mencionó anteriormente (cuando se discute la ganancia selectiva de frecuencia de SC-LFDMA). Dependiendo de las características exactas del canal, la ganancia selectiva de frecuencia podría ser una ventaja mayor que la diversidad de frecuencias. Normalmente, estas dos condiciones no son mutuamente excluyentes, pero en un sistema con DFT/IDFT pueden considerarse incompatibles. La Figura 4.4 muestra la diversidad de frecuencias para los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada. Por último, la ventaja de la eficiencia energética de SC-IFDMA, como se muestra en los resultados de las Tablas 4.1 y 4.2, al igual que el PAPR, muestra una gran mejora en un sistema ideal sin ruido, pero al encontrarse con el ruido los beneficios disminuyen. Sin embargo, la mejora sigue siendo significativa.

Diversidad de Frecuencias



Mapeo de portadoras localizadas



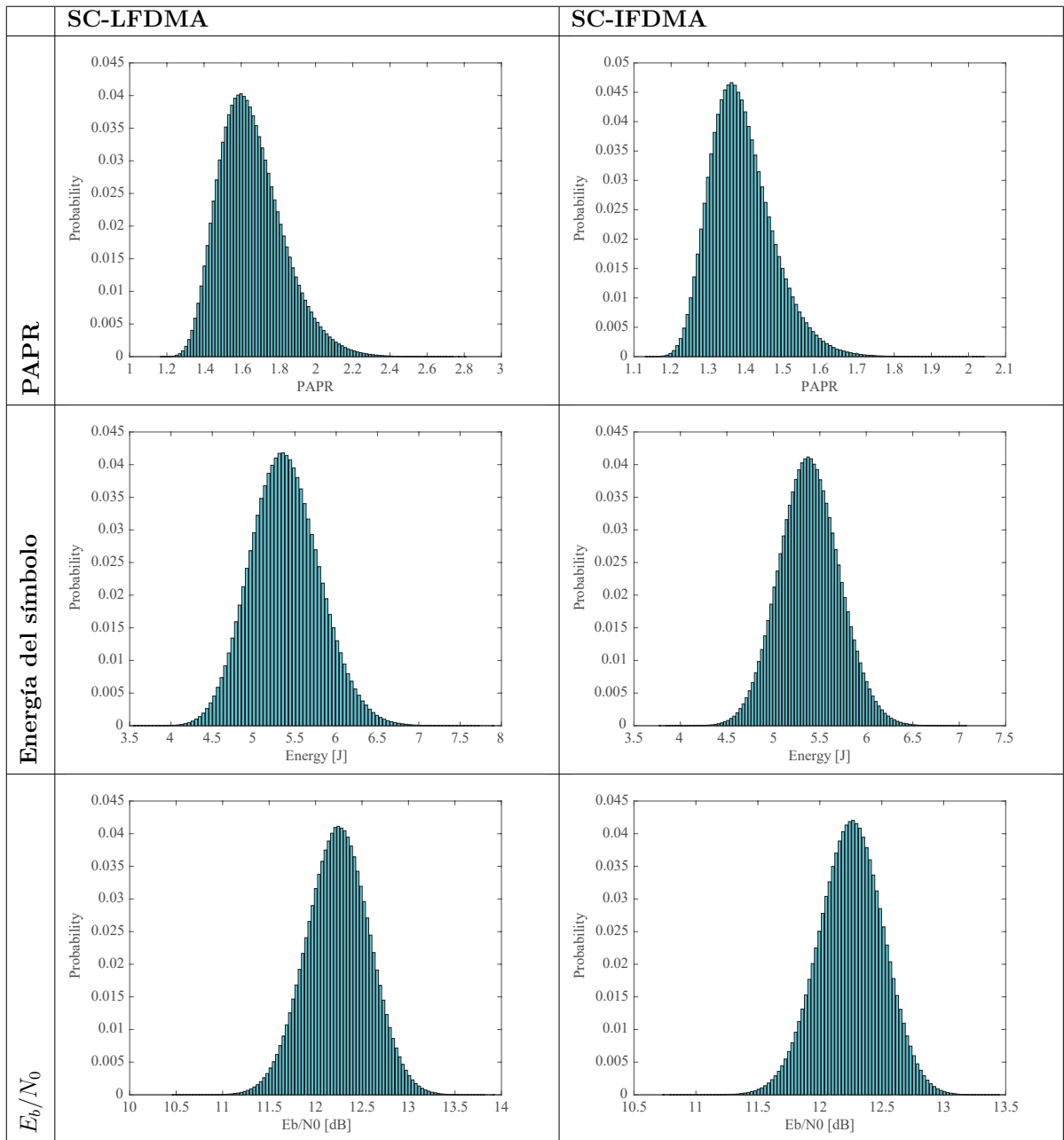
Mapeo de portadoras intercaladas

Figura 4.4: Diversidad de frecuencias para SC-LFDMA y SC-IFDMA

Tabla 4.1: Función de distribución empírica sin ruido para PAPR y energía de símbolo

	SC-LFDMA	SC-IFDMA
PAPR sin ruido		
Energía del símbolo sin ruido		

Tabla 4.2: Función de distribución empírica para PAPR, energía de símbolo y E_b/N_0 con una densidad espectral de ruido de 13 dBm/Hz



El programa en Matlab de la función de distribución empírica para el PAPR, energía de símbolo y E_b/N_0 en un canal con y sin ruido AWGN se encuentra en el Anexo F.

4.3. Discusión de Mapeo de Portadoras SC-FDMA en el Canal AWGN

Para apoyar este estudio se realizan una serie de simulaciones. Los parámetros del escenario de simulación se describen en la Tabla 4.3. El primer resultado es la energía por bit a potencia de ruido espectral para los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada. Como mencionamos anteriormente, la Figura 4.1 muestra el rendimiento de la tasa de error binario (BER) para una amplia gama de E_b/N_0 . Esto demuestra que el rendimiento del modo localizado e intercalado es el mismo. Hay mucha literatura [7][8][9][10] que menciona que el rendimiento de SC-LFDMA es superior al modo de mapeo de portadoras intercalada, por lo que se hace más investigación. Una manera de verificar esto es observar la energía promedio del símbolo. La Tabla 4.1 muestra el PAPR y la energía del símbolo en un escenario sin ruido ideal. Este escenario ideal retrata la gran diferencia entre el PAPR y la energía del símbolo de las funciones de distribución empírica. Para el caso de SC-IFDMA, independientemente de la secuencia de bits enviada (cada bit tiene una distribución de Bernoulli con una probabilidad del 50%), el PAPR siempre es 1. La única propiedad que varía es la polaridad de los componentes en fase y en cuadratura del símbolo transmitido. De forma similar, la energía del símbolo es también constante (no cambia con secuencias de bits diferentes). Para el SC-LFDMA la energía del símbolo varía, pero el promedio permanece igual. Esta es la razón por la que la energía por bit permanece constante para una potencia espectral de ruido dada y un número fijo de bits por símbolo.

Tabla 4.3: Parámetros de simulación del sistema

Parámetro	Valor
Tecnología	SC-LFDMA/SC-IFDMA
Modulación	QPSK
Densidad espectral de ruido	13 dBm/Hz
Número de portadoras	32
Tamaño del bloque de datos de entrada	8
Spreading factor Q	4
Bits aleatorios por iteración	10^6

La Tabla 4.2 muestra las mismas comparaciones que en la Tabla 4.1 pero en un sistema de canales ruidosos. El ruido es un ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) con una potencia espectral de 13 dBm/Hz. Se puede observar que el modo SC-IFDMA tiene el PAPR más bajo, como se esperaba. Por otro lado, el modo SC-LFDMA tiene el PAPR más alto. La energía del símbolo de las funciones de distribución empírica tienen el mismo promedio, pero la varianza es diferente en cada caso. Esto apoya el concepto de que los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada tienen el mismo rendimiento E_b/N_0 vs BER, pero también indica que el SC-IFDMA es más eficiente energéticamente, ya que consume menos energía por símbolo. Comparando SC-LFDMA y SC-IFDMA se puede observar que aproximadamente 3σ ocurre a 7 y 6,5, respectivamente. Puesto que la energía promedio del símbolo es la misma para los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada, entonces se deduce que el promedio E_b/N_0 es el mismo para todos los modos.

4.4. Evaluación de la Distribución de Portadoras SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi bajo Diferentes Escenarios en el Canal

Con el cálculo del tamaño de la muestra descrito en el capítulo 3.6 se procede a realizar 20 pruebas (muestras). Las tablas de las métricas de comparación y los resultados del test de hipótesis en R con y sin Trellis-Viterbi se muestran en el Anexo G.

4.4.1. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora

a) Suposiciones a contrastar

Las suposiciones A y B son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar.

Suposición A: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.4 se observan los resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.4: Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	p = 0.4191	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que las medias son iguales entre los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	p = 0.7904	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	p = 0.2096	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	p = 2.2e-16	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	p = 1	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	p = 2.2e-16	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“LA E_b/N_0 NO ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se acepta la suposición B y se rechaza la suposición A.

4.4.2. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora

a) Suposiciones a contrastar

Las suposiciones A y B son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar.

Suposición A: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.5 se observan los resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.5: Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 1$	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“LA E_b/N_0 ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se aceptan las suposiciones A y B.

4.4.3. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadoras

a) Suposiciones a contrastar

Las suposiciones A y B son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar.

Suposición A: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.6 se observan los resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.6: Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 0.08701$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que las medias son iguales entre los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 0.9565$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 0.0435$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“LA E_b/N_0 NO ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se acepta la suposición B y se rechaza la suposición A.

4.4.4. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA sin Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadora

a) Suposiciones a contrastar

Las suposiciones A y B son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar.

Suposición A: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.7 se observan los resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.7: Resultados del test de Student para la E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 1$	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H0, por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H0, por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“LA E_b/N_0 ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se aceptan las suposiciones A y B.

4.4.5. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora

a) Suposiciones a contrastar

Las suposiciones A, B y C son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar.

Suposición A: El PAPR promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición C: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.8 se observan los resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.8: Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para el PAPR		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA no es mayor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA es menor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“EL PAPR Y P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA E_b/N_0 NO ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se aceptan las suposiciones A y C, se rechaza la suposición B.

4.4.6. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 1 Portadora

a) Suposiciones a contrastar.

Las suposiciones A, B y C son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar.

Suposición A: El PAPR promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición C: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.9 se observan los resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.9: Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para el PAPR		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA no es mayor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA es menor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“EL PAPR Y P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA E_b/N_0 ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se aceptan las suposiciones A, B y C.

4.4.7. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia y Ganancia Selectiva de Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadoras

a) Suposiciones a contrastar

Las suposiciones A, B y C son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar.

Suposición A: El PAPR promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición C: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.10 se observan los resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.10: Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para el PAPR		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA no es mayor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA es menor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“EL PAPR Y P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA E_b/N_0 NO ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se aceptan las suposiciones A y C, se rechaza la suposición B.

4.4.8. Comparación de SC-IFDMA con SC-LFDMA con Trellis-Viterbi en un Canal con Desvanecimiento Selectivo en Frecuencia usando Ruido AWGN en 4 Portadora

a) Suposiciones a contrastar

Las suposiciones A, B y C son las hipótesis alternativa (H1) que se desea aceptar. La hipótesis nula (H0) es lo contrario a la hipótesis alternativa, es lo que se desea rechazar..

Suposición A: El PAPR promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición B: La E_b/N_0 promedio es mayor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

Suposición C: La P_b promedio es menor cuando se emplea SC-IFDMA en comparación a SC-LFDMA.

b) Test de hipótesis empleando R

En la tabla 4.11 se observan los resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b .

Tabla 4.11: Resultados del test de Student para el PAPR, E_b/N_0 y P_b

Resultados del test de Student para el PAPR		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA no es mayor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media del PAPR de SC-IFDMA es menor a la media del PAPR de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la E_b/N_0		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA es mayor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la E_b/N_0 de SC-IFDMA no es menor a la media de la E_b/N_0 de SC-LFDMA.
Resultados del test de Student para la P_b		
Prueba	Resultado	Observación
Test de Hipótesis Media "Two-sided"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que existe alguna diferencia significativa entre las medias de los dos grupos.
Test de Hipótesis Media "Greater"	$p = 1$	Se acepta H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA no es mayor a la media de la P_b de SC-LFDMA.
Test de Hipótesis Media "Less"	$p = 2.2e-16$	Se rechaza H_0 , por lo que se puede afirmar que la media de la P_b de SC-IFDMA es menor a la media de la P_b de SC-LFDMA.

Se concluye:

“EL PAPR Y P_b ES MENOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

“LA E_b/N_0 ES MAYOR CUANDO SE EMPLEA SC-IFDMA EN COMPARACIÓN A SC-LFDMA”

Teniendo en cuenta los resultados del test de Student e intervalos de confianza:

Se aceptan las suposiciones A, B y C.

4.5. Discusión de la Distribución de Portadoras SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi bajo Diferentes Escenarios en el Canal

Como en el caso anterior, en este estudio también se realizan una serie de simulaciones. Los parámetros del escenario de simulación se describen en la Tabla 4.12. El primer resultado de simulación es sin Trellis-Viterbi para los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada. Las Tablas 4.4 y 4.6 muestra la E_b/N_0 y P_b en un escenario de canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN. Para el caso de SC-IFDMA, la probabilidad de error de bit es menor cuando se compara con el SC-LFDMA. De la misma manera, la energía por bit a potencia de ruido espectral de SC-IFDMA es igual que SC-LFDMA, pero al tener alto BER el SC-LFDMA, el SC-IFDMA es mejor. Para un escenario de canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN, las Tablas 4.5 y 4.7 muestran las mismas comparaciones que en las tablas anteriores. Para el caso de SC-IFDMA, la probabilidad de error de bit también es menor cuando se compara con el SC-LFDMA. De forma similar, la energía por bit a potencia de ruido espectral de SC-IFDMA es mayor que SC-LFDMA, como en la hipótesis planteada.

Tabla 4.12: Parámetros de simulación del sistema con y sin Trellis-Viterbi

Parámetro	Valor
Tecnología	SC-LFDMA/SC-IFDMA
Modulación	QPSK
Densidad espectral de ruido	13 dBm/Hz
Número de portadoras	16
Tamaño del bloque de datos de entrada	4
Spreading factor Q	4
Bits aleatorios por iteración	10^6

El segundo resultado de simulación es con Trellis-Viterbi para los modos de mapeo de portadoras localizada y entrelazada. Las Tablas 4.8 y 4.10 muestra el PAPR, E_b/N_0 y P_b en un escenario de canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN. Para el caso de SC-IFDMA, el PAPR y la probabilidad de error de bit es menor cuando se compara con el SC-LFDMA. De la misma manera, la energía por bit a potencia de ruido espectral de SC-LFDMA es mayor que SC-IFDMA, pero al tener alto BER el SC-LFDMA, el SC-IFDMA es mejor. Para un escenario de canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN, las Tablas 4.9 y 4.11 muestran las mismas comparaciones que en las tablas anteriores. En el caso de SC-IFDMA, el PAPR y la probabilidad de error de bit es menor cuando se compara con el SC-LFDMA. La energía por bit a potencia de ruido espectral de SC-IFDMA es mayor que SC-LFDMA, como en la hipótesis planteada.

Desde el punto de vista de este trabajo, el mapeo de portadoras entrelazada presenta más ventajas que el mapeo de portadoras localizadas: a) Bajo PAPR, b) Eficiencia energética, c) Diversidad de frecuencias, d) Baja probabilidad de error de bit y e) Rendimiento mejor que el

SC-LFDMA en todos los esquemas y escenarios. Considerando estas ventajas, consideramos que la distribución entrelazada es una buena opción para los sistemas de enlace ascendente de LTE. Los sistemas de próxima generación 5G deberían cambiar el mapeo de portadoras usado actualmente por las redes 4G.

4.6. Epílogo del Capítulo de Resultados y Discusión

En esta parte del trabajo, se realizó el análisis y discusión de mapeo de portadoras SC-FDMA en el canal AWGN, los resultados muestran que el rendimiento de E_b/N_0 vs BER es exactamente el mismo para todos los modos de portadoras. Esto se debe a que la energía promedio del símbolo es la misma para todos los casos. Además, los resultados confirman que el PAPR del modo intercalado es el más bajo de todos los modos. También, se realizó la evaluación y discusión de la distribución de portadoras SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi bajo diferentes escenarios en el canal de comunicación, donde se contrasta las ventajas de las distribuciones de portadoras y se considera que la distribución entrelazada es una buena opción para los sistemas de enlace ascendente de LTE.

Capítulo 5

Conclusiones

Se estudió un sistema de SC-FDMA en base a la metodología propuesta en este trabajo, con el objetivo principal de probar que el modo intercalado combinado con Trellis-Viterbi es más robusto que el modo localizado combinado con Trellis-Viterbi bajo diferentes escenarios en el canal. La metodología propuesta consta de 3 fases: la primera fase presentó el estudio de los temas relacionados a este trabajo, la segunda fase estableció los métodos científicos para alcanzar los objetivos específicos y finalmente, la tercera fase entregó la discusión de la evaluación de los resultados.

De esta manera, el estudio da cumplimiento al objetivo principal de este trabajo de tesis, dado que primero se realizó un estudio teórico de los temas relativos a este trabajo de investigación. Además, se diseñó la métrica de distribución para las portadoras del sistema SC-FDMA. También, se implementó del sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi bajo diferentes tipos de escenarios en el canal. Además, se evaluó la distribución de portadoras más óptima, considerando E_b/N_0 , PAPR, energía de símbolo y BER, en base al análisis de los resultados obtenidos de las simulaciones del sistema SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi. Los objetivos específicos están relacionados con la metodología utilizada, por lo que cumplir el objetivo principal involucra satisfacer los objetivos específicos.

De acuerdo al análisis de los datos y evaluación estadístico vía test de hipótesis. La distribución entrelazada presenta mejores resultados en comparación con la distribución localizada. En términos de rendimiento, SC-IFDMA es mejor que SC-LFDMA para todos los esquemas y escenarios. En términos de PAPR, para todos los esquemas y escenarios el SC-IFDMA tiene un PAPR bajo comparado con el SC-LFDMA. Tomando en cuenta estas ventajas, consideramos que la distribución entrelazada es una buena opción para los sistemas de enlace ascendente de LTE. Los sistemas de próxima generación 5G deberían cambiar el mapeo de portadoras usado actualmente por las redes 4G.

A pesar de que LTE utiliza SC-LFDMA, las tecnologías futuras deberían considerar el estudio de los beneficios del SC-IFDMA, ya que se demuestra que tiene mucho que ofrecer. En particular, para las transmisiones ascendentes, ya que es más eficiente desde el punto de vista energético y no parece haber un compromiso de rendimiento significativo. Ambos SC-LFDMA y SC-IFDMA tienen ventajas bajo características de canal específicas, tal vez

incluso un mecanismo dinámico que cambia entre los modos puede utilizar los beneficios dependiendo de las restricciones de canal.

5.1. Recomendaciones

Entre las recomendaciones principales para un mejor entendimiento del trabajo y uso del sistema estudiado se encuentran las siguientes:

1. Se recomienda leer los anexos, en especial el Anexo C antes de realizar alguna prueba o simulación del sistema estudiado.
2. Se recomienda leer el Anexo G para profundizar el estudio estadístico del test de hipótesis de la distribución de portadoras SC-FDMA con y sin Trellis-Viterbi.

5.2. Trabajos Futuros

Este trabajo fue base para la elaboración de un manuscrito científico (paper) de título Subcarrier Mapping Distribution Effect on Single Carrier FDMA Transmissions, que fue expuesto en Colombia, Medellín en la 8th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM) 2016 (link del evento <http://latincom2016.ieee-comsoc-latincom.org/>), del 15 al 17 de noviembre del 2016.

El estudio del efecto de la dispersión del mapeo de las portadoras en el SNR y en el PAPR en sistemas de LTE usando SC-FDMA descrito en este trabajo puede mejorarse implementando otros tipos de escenarios en el canal. Por ejemplo, el canal con desvanecimiento de Rayleigh. También, podrían utilizarse códigos más eficientes como reed-solomon y turbo códigos en la codificación de canal. Todo estas sugerencias para futuros trabajos.

El sistema de SC-FDMA estudiado en el presente trabajo, cumple con los principios básicos indispensables de un sistema de comunicación para transmisiones de enlace ascendente LTE, por lo tanto se pueden realizar experimentos futuros en todas las etapas del sistema.

Bibliografía

- [1] M. Sehrawat and P. Sharma, "Performance analysis of lte system in term of sc-fdma and ofdma," *International Journal of Research in Electronics and Computer Engineering a Unit of i2or*, vol. 3, no. 3, JULY-SEPT. 2015.
- [2] A. Suzain and M. J. Kujur, "Performance analysis of 3gpp lte," *Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela*, 2013.
- [3] Navita and Amandeep, "Performance analysis of ofdma, mimo and sc-fdma technology in 4g lte networks," *2016 6th International Conference - Cloud System and Big Data Engineering (Confluence)*, Pages: 554-558, 2016.
- [4] M. Hua, B. Ren, M. Wang, J. Zou, C. Yang, and T. Liu, "Performance analysis of ofdma and sc-fdma multiple access techniques for next generation wireless communications," *2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Pages: 1-4, 2013.
- [5] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), "Base station (BS) radio transmission and reception (FDD)," *Technical Specification Group Radio Access Network*, Tech. Rep. 25.104, Dec. 2009.
- [6] E. U. T. R. Access, "User equipment (ue) radio transmission and reception," *3GPP TS*, vol. 36, p. V10, 2010.
- [7] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier fdma for uplink wireless transmission," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, 2006.
- [8] B. Hanta, "Sc-fdma and lte uplink physical layer design," in *Seminar LTE: Der Mobilfunk der Zukunft*, University of Erlangen-Nuremberg, LMK, 2009.
- [9] J. Zyren and W. McCoy, "Overview of the 3gpp long term evolution physical layer," *Freescale Semiconductor, Inc., white paper*, 2007.
- [10] G. Huang, A. Nix, and S. Armour, "Impact of radio resource allocation and pulse shaping on papr of sc-fdma signals," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on*, IEEE, 2007, pp. 1-5.
- [11] C. Estevez, J. Molina, and C. A. Azurdia-Meza, "Subcarrier mapping distribution effect on single carrier FDMA transmissions," *2016 8th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Pages: 1 - 5, 2016.

- [12] C. Shannon, "A mathematical theory of communication," *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, July, October, 1948, pp. 379–423, 623–656.
- [13] R. Jose and A. Pe, "Analysis of hard decision and soft decision decoding algorithms of ldpc codes in awgn," *2015 IEEE International Advance Computing Conference (IACC)*, Pages: 430-435, 2015.
- [14] O. I. Kolade, D. J. J. Versfeld, and M. A. van Wyk, "Soft-decision decoding of permutation block codes in awgn and rayleigh fading channels," *IEEE Communications Letters*, vol. PP, Pages: 1-1, 2017.
- [15] O. O. Ogundile, Y. O. Genga, and D. J. J. Versfeld, "Symbol level iterative soft decision decoder for reed-solomon codes based on parity-check equations," *Electronics Letters*, vol. 51, Pages: 1332-1333, 2015.
- [16] X. Li, W. Zhang, and Y. Liu, "Efficient architecture for algebraic soft-decision decoding of reed–solomon codes," *IET Communications*, vol. 9, Pages: 10-16, 2015.
- [17] S. Scholl, S. K. Haider, and N. Wehn, "An efficient soft decision reed-solomon decoder for moderate throughput," *2016 18th Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, Pages: 1-6, 2016.
- [18] B. Álvarez Feito, "Desarrollo de un esquema de codificación basado en los turbo códigos definidos en el estándar 3gpp (s-umts)," *Tesis de Magíster en Ingeniería de Telecomunicaciones*, 2010.
- [19] C.-J. Lin, L.-C. Chang, and C.-Y. Huang, "Efficient papr reduction schemes for mimo sc-fdma with space-frequency block codes," *Fifth International Conference on Computing, Communications and Networking Technologies (ICCCNT)*, Pages: 1-5, 2014.
- [20] C.-Y. Huang, W.-J. Chang, and L.-C. Chang, "A modified low papr space-frequency block coding scheme for sc-fdma," *2012 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (ComNetSat)*, Pages: 98-102, 2012.
- [21] F. Koroupi, A. Morsali, V. Niktab, M. Shahabinejad, and S. Talebi, "Quasi-orthogonal space–frequency and space–time–frequency block codes with modified performance and simplified decoder," *IET Communications*, vol. 11, Pages: 1655-1661, 2017.
- [22] M. J. Grabner, X. Li, and S. Fu, "A novel soft-output decoding method for integer space-time block codes," *2017 Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS)*, Pages: 1-5, 2017.
- [23] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," *Proc. 1993 Int Conf. Comm.*, 1993, pp. 1064-1070.
- [24] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 44, no. 10, October 1996.
- [25] A. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum deco-

- ding algorithm,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 13, no. 2, April 1967, pp. 260-269.
- [26] T. Lee and H. Ochiai, “A new trellis shaping design for peak power reduction of sc-fdma signals with high-order qam,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, Pages: 5030-5042, 2017.
- [27] T. Lee and H. Ochiai, “Peak power reduction of sc-fdma signals based on trellis shaping,” *2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Pages: 3268-3273, 2012.
- [28] J. Dion, M.-H. Hamon, P. Pénard, M. Arzel, and M. Jezequel, “Multi-standard trellis-based fec decoder,” *Proceedings of the 2012 Conference on Design and Architectures for Signal and Image Processing*, Pages: 1-7, 2012.
- [29] S. Dhaliwal, N. Singh, and G. Kaur, “Performance analysis of convolutional code over different code rates and constraint length in wireless communication,” *2017 International Conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud) (I-SMAC)*, Pages: 464-468, 2017.
- [30] X. Zhao, H. Li, and X. Wang, “A high performance multi-standard viterbi decoder,” *2017 7th IEEE International Conference on Electronics Information and Emergency Communication (ICEIEC)*, Pages: 1-4, 2017.
- [31] K. Mostafa, A. Hussein, H. Youness, and M. Moness, “High performance reconfigurable viterbi decoder design for multi-standard receiver,” *2016 33rd National Radio Science Conference (NRSC)*, Pages: 249-256, 2016.
- [32] S. Weithoffer and N. Wehn, “Enhanced decoding for high-rate lte turbo-codes with short block lengths,” *2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, Pages: 967-972, 2017.
- [33] S. Weithoffer and N. Wehn, “Latency reduced lte-a turbo-code decoding with iteration balancing on transport block level,” *SCC 2017; 11th International ITG Conference on Systems, Communications and Coding*, Pages: 1-6, 2017.
- [34] T. P. Fowdur, Y. Beeharry, and S. K. M. Soyjaudah, “Performance of modified asymmetric lte turbo codes with reliability-based hybrid arq,” *2014 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP)*, Pages: 928-933, 2014.
- [35] Y. Xu, M. Jiang, M. Ding, and Y. Yang, “An efficient osd-aided iterative decoding algorithm for lte turbo codes,” *2012 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Pages: 1-4, 2012.
- [36] D. J. G. Hyung G. Myung, “Single carrier fdma: A new air interface for long term evolution,” *Wiley Series on Wireless Communications and Mobile Computing*, 2008.
- [37] T. Rappaport, “Wireless communications: Principles and practice,” *Prentice Hall PTR*, 2nd edition, 2002.
- [38] S. Chadchan and C. B. Akki, “3GPP LTE/SAE: An Overview,” *International Journal*

of *Computer Science and Engineering Technology (IJCEE)*, vol. 2, no. 2, pp. 806-814, October 2010.

- [39] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on*, IEEE, 2006, pp. 1–5.
- [40] C. Azurdia-Meza, K. J. Lee, and K. S. Lee, "PAPR reduction in SC-FDMA by pulse shaping using parametric linear combination pulses," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 2008–2011, 2012.
- [41] M.-C. Wu, H.-Y. Liang, and Y.-C. Jhan, "Construct asterisk 16qam constellation extension scheme for papr reduction in sc-fdma systems," *2016 Third International Conference on Computing Measurement Control and Sensor Network (CMCSN)*, Pages: 154-157, 2016.
- [42] P. Bao, Q. Guan, and M. Guan, "A multiuser detection algorithm in the uplink sc-fdma system for green communication network," *IEEE Access*, vol. 4, Pages: 5982-5989, 2016.
- [43] N. A. Moghaddam and A. R. Sharafat, "Papr reduction in sc-fdma via a novel combined pulse-shaping scheme," *2016 ITU Kaleidoscope: ICTs for a Sustainable World (ITU WT)*, Pages: 1-8, 2016.
- [44] Y. Luan, C. Kan, and H. Du, "An improved noise estimation algorithm of sc-fdma," *2015 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP)*, Pages: 323-326, 2015.
- [45] Stuart, Alan, K. Ord, and S. Arnold, "Kendall's advanced theory of statistics, classical inference and the linear model," *Wiley*, vol. 2A, 2010.
- [46] M. Viswanathan, "Simulation of digital communication systems using matlab," *Mathuranathan Viswanathan at Gaussianwaves*, Sept 2013.
- [47] A. Gerstlauer, *Convolutional (Viterbi) Encoding*, 2009, visitado: 2017-09-06. [Online]. Available: http://users.ece.utexas.edu/~gerstl/ee382v-ics_f09/lectures/Viterbi.pdf
- [48] G. M. Sullivan and R. Feinn, "Using effect size—or why the p value is not enough," *Journal of graduate medical education*, vol. 4, no. 3, pp. 279–282, 2012.
- [49] P. Morales Vallejo, "Tamaño necesario de la muestra: ¿cuántos sujetos necesitamos?" <http://web.upcomillas.es/personal/peter/investigacion/Tama%fl0Muestra.pdf>, 2011, universidad Pontificia Comillas, Visitado: 2016-11-26.
- [50] R. E. Wyllys, *Stastical Hypotheses*, 2013, visitado: 2017-01-21. [Online]. Available: <https://www.ischool.utexas.edu/~wyllys/IRLISMaterials/stathyp.pdf>
- [51] S. B. Hulley, S. R. Cummings, W. S. Browner, D. G. Grady, and T. B. Newman, *Designing Clinical Research*, 1st ed. Wolters Kluwer, Lippincott Williams and Wilkins, 2013.

- [52] M. Zhang and Y. Zhu, “An enhanced greedy resource allocation algorithm for localized sc-fdma systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 1479–1482, July 2013.
- [53] J. K. Hwang, J. D. Li, Y. C. Hsu, and C. S. Lin, “Reduced-state cyclic viterbi receiver for localized sc-fdma uplink system,” in *2014 48th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Nov 2014, pp. 1030–1033.
- [54] J. K. Hwang, W. F. Wang, and J. D. Li, “Low-complexity frequency domain tomlinson-harashima precoding for low-papr sc-lfdma system,” in *Communication Technology (ICCT), 2011 IEEE 13th International Conference on*, Sept 2011, pp. 171–176.

Anexos

A. Paper enviado y aceptado por el LATINCOM 2016

1. **Título:** Subcarrier mapping distribution effect on single carrier FDMA transmissions.
2. **Conferencia:** 2016 8th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM).
3. **Fecha y Lugar de la Conferencia:** 15-17 de Noviembre del 2016. Colombia, Medellin.
4. **Fecha de Submit:** 15 de agosto del 2016.
5. **Fecha de Aceptación:** 10 de octubre del 2016.
6. **Pagina Web:** <http://latincom2016.ieee-comsoc-latincom.org/>.

Subcarrier Mapping Distribution Effect on Single Carrier FDMA Transmissions

Claudio Estevez, *IEEE Member*, Jhilmir Molina, César A. Azurdia-Meza, *IEEE Member*

Electrical Engineering Department

Universidad de Chile

Santiago, Chile 8370451

Email: cestevez@ing.uchile.cl

Abstract—An exhaustive study of modern modulation techniques is essential to the design of future systems. OFDM-based technologies, like LTE, are becoming more pervasive as LTE descendant systems have adopted this modulation technique. 5G wireless cellular systems most likely will continue this trend. For this reason it is essential to determine which components contribute to the system’s performance and remove or replace those that do not. In this work, a thorough study of different subcarrier mapping distributions is done, particularly SC-LFDMA, SC-DFDMA, and SC-IFDMA. LTE upstream modulation implements SC-LFDMA, which has a high PAPR compared to SC-IFDMA. It is argued that SC-LFDMA has a high E_b/N_0 , nevertheless, here it is demonstrated that only the variance of the E_b/N_0 is increased, but the average remains the same. Therefore, a low PAPR modulation technique, such as SC-IFDMA, should be selected for upstream transmissions of next-generation wireless cellular networks.

Keywords: SC-FDMA, LTE, energy efficiency, PAPR, subcarrier mapping

I. INTRODUCTION

Technologies based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), like Long Term Evolution (LTE), are becoming more pervasive. LTE descendant systems, such as LTE-Advanced, have adopted this modulation technique. 5G wireless cellular systems most likely will continue this trend. It is important to study the strengths and weaknesses of OFDM-based modulations to improve the performance with newer generations. LTE uses OFDMA in the downstream direction and SC-FDMA in the upstream direction. This work focuses on the upstream traffic analysis, which uses SC-FDMA. It is well-known that the main reason for using SC-FDMA in the upstream direction is to reduce the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR). Having low PAPR allows the signal power to vary less and therefore the output amplification region is better utilized. Additionally, high PAPR systems are more prone to signal saturation and other non-linear effects. Even though the reason for using SC-FDMA, in the upstream direction of LTE, is consensually agreed among the wireless communication community, the reason for choosing more specific attributes of SC-FDMA is much less obvious.

The main attribute of SC-FDMA discussed here is the subcarrier mapping. There are three main configurations: Localized (SC-LFDMA), Distributed (SC-DFDMA), and Interleaved (SC-IFDMA). LTE uses SC-LFDMA [7][8], and its

use is argued in several ways: a) The throughput performance [1][2], b) Frequency selective gain [3], and c) Multiple access interference [4]. In contrast, the strong aspects of SC-IFDMA include: a) Low PAPR, b) Frequency diversity, and c) Energy efficiency. In this work these points will be discussed and some simulations are presented to prove (or disprove) these points. The main objective is to challenge these concepts to identify the strengths and, if possible, further improve future modulation techniques.

The paper is organized as follows. Section II discusses the fundamentals of subcarrier mapping, included for self-containment. Section III challenges some of the concepts discussed in the introduction. Section IV presents simulations results that support the claims introduced in Section III. Finally, Section V summarizes the conclusions obtained from this study.

II. OVERVIEW OF THE SC-FDMA SYSTEM

SC-FDMA as a discrete Fourier transform spread OFDMA scheme since time domain symbols are transformed to the frequency domain via DFT before OFDMA modulation. A SC-FDMA system block diagram is presented in Fig. 1. Each user occupies different orthogonal subcarriers in the frequency domain [1][5]. The transmitter in a SC-FDMA system converts a binary input signal to a sequence of modulated subcarriers.

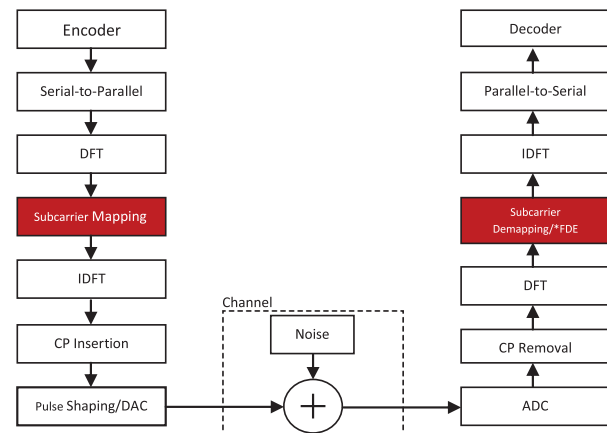


Fig. 1. Block diagram of the SC-FDMA transceiver

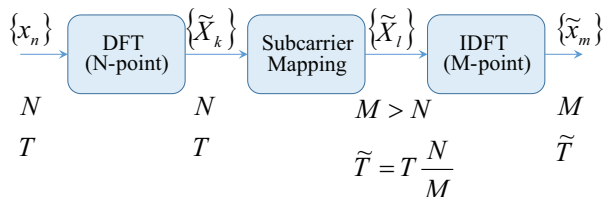


Fig. 2. Block diagram of the SC-FDMA symbols expressed in the time and frequency domain

Fig. 2 shows a brief description of the generation of the SC-FDMA symbols, as well as the nomenclature used throughout this manuscript, in the time and frequency domain. At the input of the transmitter, a baseband modulator transforms the binary sequence to a multilevel sequence of complex numbers using one of several digital modulation techniques. The transmitter groups the modulated symbols, $\{x_n\}$, into blocks each containing N symbols, $\{x_n : n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1\}$. The first step in modulating the SC-FDMA subcarriers is to perform an N -point discrete Fourier Transform (DFT) to generate a frequency domain representation of the input symbols. The frequency domain samples after DFT are expressed as $\{\tilde{X}_l : l = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1\}$. Subcarrier mapping is then performed, and each of the DFT outputs is mapped to one of the transmittable M ($>N$) orthogonal subcarriers. We have that $Q = \frac{N}{M}$, where Q is the bandwidth expansion of the symbol sequence, also known as the spreading factor. The frequency domain samples after subcarrier mapping are given as $\{\tilde{X}_l : l = 0, 1, 2, 3, \dots, M - 1\}$.

In SC-FDMA, subcarrier mapping can be achieved using one of several existing methods. The most common methods are the localized, distributed and interleaved subcarrier modes [1][5][6]. In the interleaved subcarrier mode, the DFT outputs are spread over the whole bandwidth (maximum spread) and zeros are introduced in the unused subcarriers. In the localized subcarrier mapping mode, the subcarriers are assigned such that all are adjacent to each other and the rest of the spectrum is padded with zeros. The term distributed subcarrier mapping is used in two ways: a) Loosely, to describe any subcarrier mapping that is in between the localized and the interleaved, and b) to denote the specific distribution where the spreading factor is exactly half of the interleaved and the remaining bandwidth is zero-padded.

The receiver transforms the received signals into the frequency domain via DFT, de-maps the subcarriers, and then performs frequency domain equalization (FDE) [1]. As previously mentioned, SC-FDMA uses single carrier modulation; therefore, it suffers from intersymbol interference (ISI). Equalization is implemented to minimize the ISI. There are several options for implementing equalization, but practical considerations consider the minimum mean square error (MMSE) frequency domain equalization [1]. Finally, the symbols that have undergone equalization are transformed back to the time domain via IDFT. Therefore, detection and decoding take place in the time domain, and the original digital signal generated

at the transmitter side is recovered by the receiver.

A. Localized SC-FDMA Mode

For the localized subcarrier mapping mode of SC-FDMA, the frequency samples after subcarrier mapping $\{\tilde{X}_l\}$ can be described as follows

$$\tilde{X}_l = \begin{cases} X_l, & 0 \leq l \leq N - 1 \\ 0, & N \leq l \leq M - 1 \end{cases} \quad (1)$$

The inverse DFT of (1) is taken to obtain the time domain symbols $\{\tilde{x}_m\}$. We let $m = Q \cdot n + q$, where $0 \leq q \leq Q - 1$ and $0 \leq n \leq N - 1$, then [5]

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m &= \tilde{x}_{Q \cdot n + q} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{X}_l e^{j2\pi l \frac{m}{M}} \\ &= \frac{1}{Q} \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi l \frac{Q \cdot n + q}{Q \cdot N}} \end{aligned} \quad (2)$$

In (2), we expressed the inverse DFT of (1) in terms of the spreading factor, Q , as $M = QN$. If we let $q = 0$, then

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m &= \tilde{x}_{Q \cdot n} = \frac{1}{Q} \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \tilde{X}_l e^{j2\pi l \frac{Q \cdot n}{M}} \\ &= \frac{1}{Q} \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi l \frac{Q \cdot n}{Q \cdot N}} \end{aligned} \quad (3)$$

Therefore, for the case where $q = 0$, \tilde{x}_m is given as $\tilde{x}_m = \frac{x_n}{Q}$. In the case that $q \neq 0$, then the expression in (2) is given as follows [5]

$$\begin{aligned} \tilde{x}_m &= \tilde{x}_{Q \cdot n + q} \\ &= \frac{1}{Q} \left(1 - e^{i2\pi \frac{q}{Q}} \right) \cdot \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} \frac{x_p}{1 - e^{i2\pi \left\{ \frac{n \cdot p}{N} + \frac{q \cdot p}{Q \cdot N} \right\}}} \end{aligned} \quad (4)$$

In (4), X_l is given as $X_l = \sum_{p=0}^{N-1} x_p e^{j2\pi l \frac{p}{N}}$. It can be seen from (3) and (4), which are expressions given in the time domain, that the signals produced by the SC-LFDMA system are exact copies of the input symbols. These exact copies are found in the " N -multiple sample positions" given in (4). The values found "in-between" the " N -multiple sample positions" given in (4) are a summation of all of the input symbols from a given input block. It can be seen in (4) that the in-between values are basically a combination of the input symbols with different complex weight factors. The "in-between" values are the ones that end up increasing the PAPR of the SC-LFDMA system.

B. Interleaved and Distributed SC-FDMA Modes

For the interleaved SC-FDMA system, the samples taken in the frequency domain after subcarrier mapping $\{\tilde{X}_l\}$ are given as follows

$$\tilde{X}_l = \begin{cases} X_{l/Q}, & l = Qk \text{ for } 0 \leq k \leq N - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

The inverse DFT of (5) is performed to obtain the time-domain symbols $\{\tilde{x}_m\}$. We let $m = Nq + n$, where $0 \leq n \leq N - 1$,

$0 \leq q \leq Q-1$, and as described in the previous subsections, Q refers to the spreading factor. Then $\{\tilde{x}_m\}$ is given as follows

$$\begin{aligned}\tilde{x}_m &= \tilde{x}_{N \cdot q + n} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{X}_l e^{j2\pi l \frac{m}{M}} \\ &= \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{N \cdot q + n}{N}} \right) \quad (6) \\ &= \frac{x_n}{Q}\end{aligned}$$

The resulting time-domain symbols $\{\tilde{x}_m\}$ given in (6) are simply a repetition of the original input symbols in the time domain. Therefore, the expression in (6) can be described as $\tilde{x}_m = \frac{x_n}{Q}$. In general, a lower PAPR is obtained by implementing the interleaved subcarrier mapping mode compared to the localized subcarrier mapping mode in the SC-FDMA scheme. The PAPR of the SC-IFDMA system is almost identical to the PAPR of conventional single carrier systems.

Same procedure can be used to infer the Distributed SC-FDMA case, but now:

$$\tilde{X}_l = \begin{cases} X_{2l/Q}, & l = Qk/2 \text{ for } 0 \leq k \leq N-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

Ideally, the value of M is a power of 4 to obtain a distribution that is consistent with our definition.

III. ANALYSIS OF SUBCARRIER MAPPING MODES

Analyzing the performance of OFDM-based systems under different scenarios is an essential process to further improve future modulation techniques. In this section some common concepts are addressed to confirm or question the validity and under what scenarios these could be misleading. The objective is not to determine the best subcarrier mapping mode, as this depends on the application, but rather contrast the differences.

In terms of throughput performance much work cites the well-known channel capacity equation by Shannon, when comparing modes, which states that $C = B \log_2(1 + \frac{S}{N})$. According to this equation, all subcarrier mappings should have the same channel capacity. The bandwidth B is the same for all, because they all have the same amount of subcarriers, the difference is the distribution. Except for the end subcarriers all carriers are exposed to inter-subcarrier (or inter-symbol) interference, multiple access interference, or a combination of these. SC-LFDMA is exposed to ISI [9][10][11], while SC-IFDMA is arguably exposed to multiple access interference. The other component of the equation is the signal-to-noise ratio (SNR). As it is shown further ahead, the average SNR of all schemes is the same, the difference is the variance of the SNR. At specific bit sequences the apparent SNR can increase significantly, but for every high SNR sample there is an equally low SNR sample. The empirical distribution shown in Tables I & III demonstrates this. This is consistent with the energy generated by the symbols, which only pass through the DFT and this operation does not affect the energy. The cyclic prefix does add energy, but on average it adds the same amount to all subcarrier mapping modes. Since the average symbol energy is the same for all modes, given the noise power all

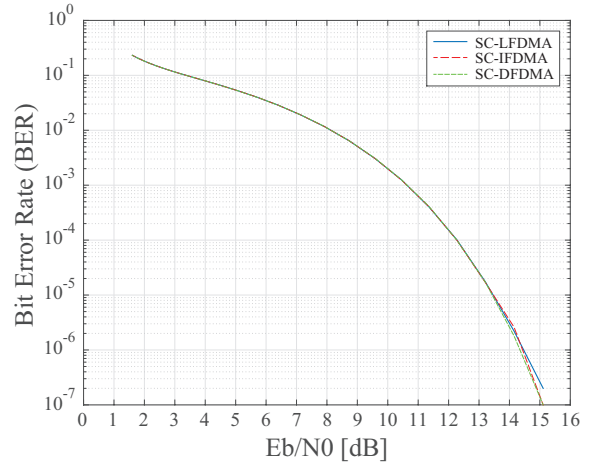


Fig. 3. Bit error rate versus E_b/N_0

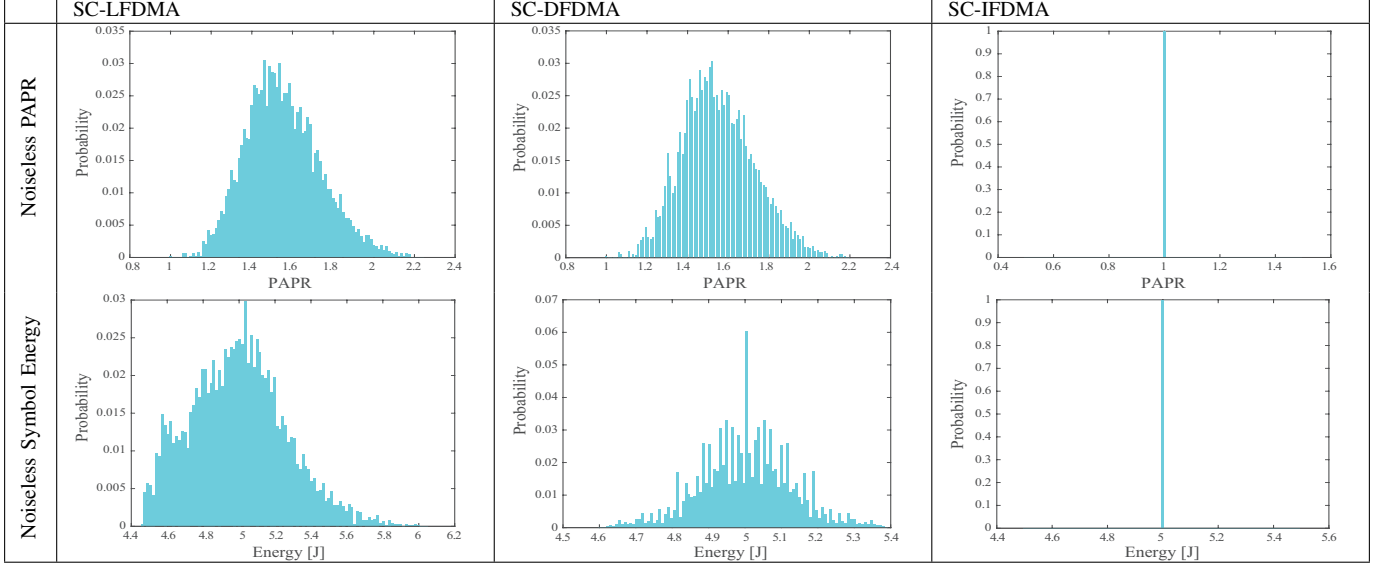
modes should have the same performance. Fig. 3 show the performance comparison.

In terms of frequency selective gain localized mode has an advantage over the interleaved mode. To recover the original symbols the receiver of the SC-FDMA system must have all subcarriers undergo the same amount of gain/loss. If certain subcarriers are amplified while others are not, the IDFT/DFT operations will compute an erroneous reversal. If a certain frequency range requires amplification in a localized scheme, the system has the flexibility to choose the frequency range of a single user. In an interleaved scenario, this can also be done, but it is more difficult as the system must amplify all the subcarriers that belong to the same user in the same way. Even though frequency selective gain is difficult in interleaved mode, having frequency diversity has an advantage. Since interleaved mode has low PAPR (unity in noiseless environment), all symbols have the same energy (varying polarities) a redundancy option could be easily implemented to perform error correction since the subcarrier amplitudes can be treated as binary data. Frequency diversity could allow for self-correction.

Even though it is true that interleaved mode has a much greater multiple access interference it has nearly no inter-subcarrier interference, negligible for all practical purposes. For the localized case the opposite occurs, it is very prone to inter-subcarrier interference because the subcarriers are adjacent to each other, while the multiple access interference is limited to the border subcarriers. In theory, all subcarriers are equally exposed to one of the two types of interference (except the very first and last subcarrier). In this respect, no case seems to stand out over the rest.

Moving to the advantages of the interleaved mode, SC-IFDMA is known for its low PAPR. Observing the results shown in Tables I & III verifies this. The noiseless case is quite drastic, but when noise is added the benefits diminish but still is significant. Frequency diversity is often mentioned when discussing the advantages of the interleaved subcarrier mapping mode, even though this can be an advantage or

TABLE I
NOISELESS EMPIRICAL DISTRIBUTION FUNCTIONS FOR PAPR AND SYMBOL ENERGY



a disadvantage as mentioned earlier (when discussing the frequency selective gain of SC-LFDMA). Depending on the exact channel characteristics frequency selective gain could be a greater advantage than frequency diversity. Normally, these two conditions are not mutually exclusive but in a system with DFT/IDFT these can be considered incompatible. Finally, the energy efficiency advantage of SC-IFDMA, as shown by the results of Tables I & III, much like the PAPR, it shows a vast improvement in an ideal noiseless system but when encountering noise the benefits diminish. Nevertheless, the improvement is still significant.

IV. RESULTS AND DISCUSSION

To support this study a series of simulations are done. The simulation scenario parameters are described in Table II. The first result is the energy per bit to spectral noise power for all the subcarrier mapping modes. As mention earlier, Fig. 3 shows the bit rate error (BER) performance for a wide range of E_b/N_0 . This demonstrate that the performance of all the modes/schemes is the same. There is much literature [1], [2], [3], [4] that mentions that the performance of SC-LFDMA is superior to that of other subcarrier mapping modes, so further research is done. One way to verify this is to observe the average symbol energy. Table I show the PAPR and energy symbol empirical distribution functions. For the SC-IFDMA case, regardless of the bit sequence sent (each bit has a Bernoulli distribution with a probability of 50%) the PAPR is always 1. The only property that is varying is the polarity of the in-phase and quadratic components of the transmitted symbol. Similarly, the symbol energy is also constant (does not change with different bit sequences). For the SC-LFDMA and SC-DFDMA the energy of the symbol varies, but the average

remains the same. This is the reason the energy per bit remains constant for a given noise spectral power and a fix number of bits per symbol.

TABLE II
SYSTEM SIMULATION PARAMETERS

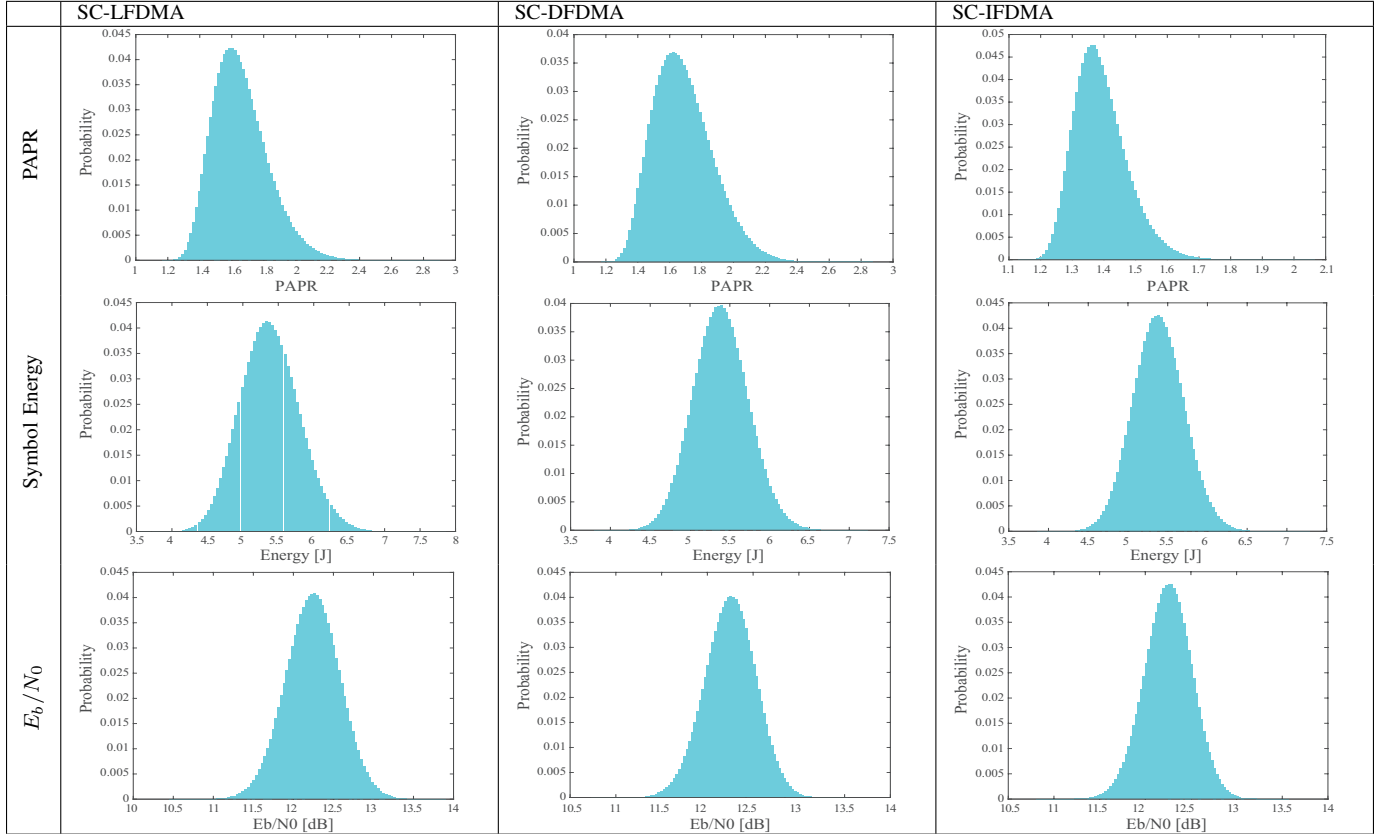
Parameter	Value
Technology	SC-LFDMA/-DFDMA/-IFDMA
Modulation	QPSK
Noise Spectral Density	13 dBm/Hz
Number of Subcarriers	32
Input Data Block Size	8
Spreading Factor Q	4
Random Bits per Iteration	10^6

Table III shows the same comparisons as in Table I but in a noisy channel system. The noise is additive white Gaussian noise (AWGN) with a spectral power of 13 dBm/Hz. It can be observed that the SC-IFDMA mode has the lowest PAPR, as expected. While there does not seem to be a significant difference between the SC-LFDMA and -DFDMA modes. The energy per symbol distribution functions all have the same average, but the variance is different in each case. This supports the concept that all modes have the same E_b/N_0 versus BER performance, but it also indicates that SC-IFDMA is more energy efficient as it consumes less energy per symbol. Comparing SC-LFDMA and -IFDMA it can be observed that approximately 3σ occurs at 7 and 6.5, respectively. Since the average symbol energy is the same for all modes then it follows that the average E_b/N_0 is the same for all modes.

V. CONCLUSION

The study of current pervasive modulation techniques is essential to improve future schemes. Here, several aspects of SC-FDMA are studied including PAPR, symbol energy,

TABLE III
EMPIRICAL DISTRIBUTION FUNCTIONS FOR PAPR, SYMBOL ENERGY, AND E_b/N_0 WITH A NOISE SPECTRAL DENSITY OF 13 DBM/Hz



E_b/N_0 , and bit error rate. These aspects are studied for different subcarrier mapping modes, specifically localized, distributed, and interleaved. Results show that the E_b/N_0 versus BER performance is exactly the same for all cases. This is because the average symbol energy is the same for all cases, though the empirical distribution functions vary from case to case. Additionally, results confirm that the PAPR of the SC-IFDMA mode is the lowest of all modes, nevertheless, when noise is added the benefits are not as significant as the ideal noiseless channel case. Even though LTE uses SC-LFDMA, future technologies should consider studying the benefits of SC-IFDMA, as it is demonstrated that it has much to offer. Particularly, for the upstream transmissions as it is more energy efficient and there does not seem to be a significant performance tradeoff. Both SC-LFDMA and -IFDMA have advantages under specific channel characteristics, perhaps even a dynamic mechanism that switches between the modes can utilize the benefits depending of the channel constraints.

ACKNOWLEDGMENT

Supported in part by Project FONDECYT No. 11160517.

REFERENCES

[1] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier fdma for uplink wireless transmission," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 1, no. 3, pp. 30–38, 2006.

[2] B. Hanta, "Sc-fdma and lte uplink physical layer design," in *Seminar LTE: Der Mobilfunk der Zukunft, University of Erlangen-Nuremberg, LMK*, 2009.

[3] J. Zyren and W. McCoy, "Overview of the 3gpp long term evolution physical layer," *Freescale Semiconductor, Inc., white paper*, 2007.

[4] G. Huang, A. Nix, and S. Armour, "Impact of radio resource allocation and pulse shaping on papr of sc-fdma signals," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on.* IEEE, 2007, pp. 1–5.

[5] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Peak-to-average power ratio of single carrier fdma signals with pulse shaping," in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium on.* IEEE, 2006, pp. 1–5.

[6] C. Azurdia-Meza, K. J. Lee, and K. S. Lee, "PAPR reduction in SC-FDMA by pulse shaping using parametric linear combination pulses," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 2008–2011, 2012.

[7] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), "Base station (BS) radio transmission and reception (FDD)," Technical Specification Group Radio Access Network, Tech. Rep. 25.104, Dec. 2009.

[8] E. U. T. R. Access, "User equipment (ue) radio transmission and reception," *3GPP TS*, vol. 36, p. V10, 2010.

[9] M. Zhang and Y. Zhu, "An enhanced greedy resource allocation algorithm for localized sc-fdma systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 1479–1482, July 2013.

[10] J. K. Hwang, J. D. Li, Y. C. Hsu, and C. S. Lin, "Reduced-state cyclic viterbi receiver for localized sc-fdma uplink system," in *2014 48th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Nov 2014, pp. 1030–1033.

[11] J. K. Hwang, W.-F. Wang, and J. D. Li, "Low-complexity frequency-domain tomkinson-harashima precoding for low-papr sc-lfdma system," in *Communication Technology (ICCT), 2011 IEEE 13th International Conference on*, Sept 2011, pp. 171–176.

B. Análisis del rendimiento del sistema LTE

1. BER vs SNR de OFDMA y SC-FDMA en el canal AWGN

El BER vs SNR de ambas tecnologías OFDMA y SC-FDMA se muestran en la Figura 6.1 (Figuras obtenidas de [2], p. 28, fig. 4.5 y fig. 4.6, respectivamente).

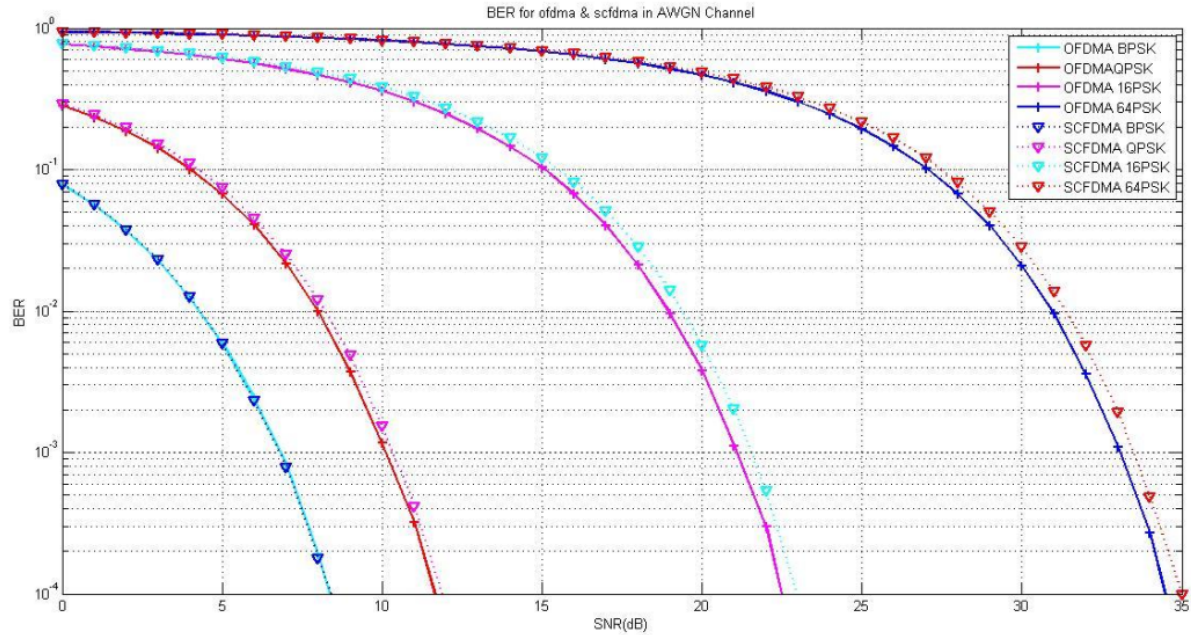


Figura 6.1: BER vs SNR para OFDMA y SC-FDMA en el canal AWGN

2. BER vs SNR de OFDMA y SC-FDMA en el canal de desvanecimiento de Rayleigh

El BER vs SNR de ambas tecnologías OFDMA y SC-FDMA se muestran en la Figura 6.2.

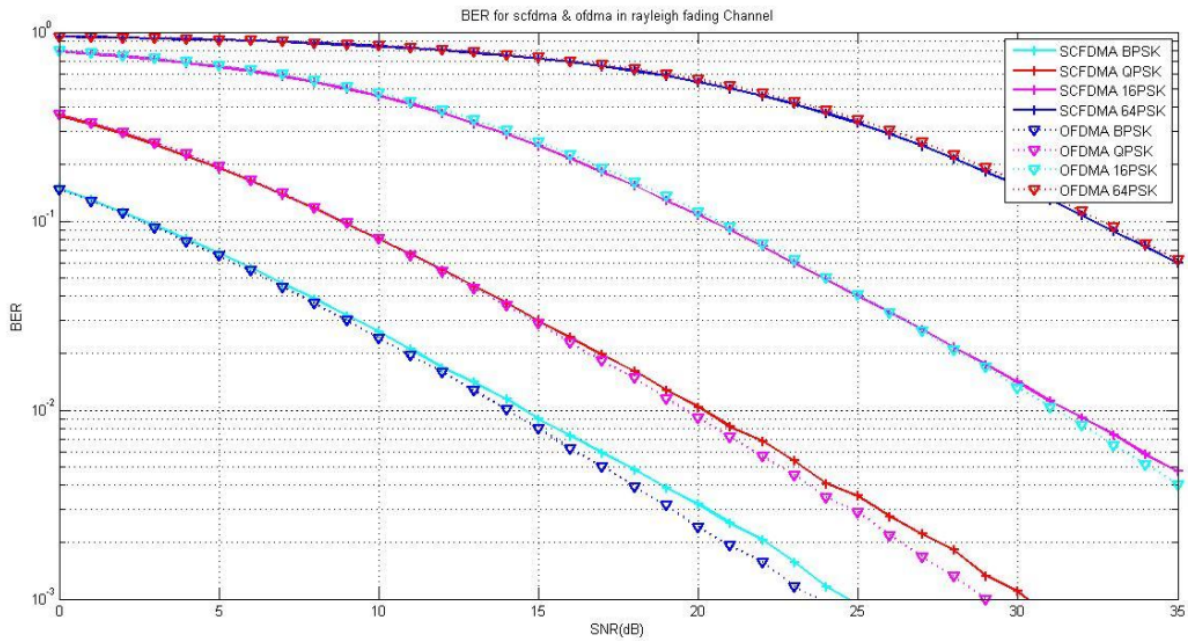


Figura 6.2: BER vs SNR para OFDMA y SC-FDMA en el canal de desvanecimiento de Rayleigh

C. Programa en Matlab del sistema SC-FDMA usando Trellis-Viterbi

```

1  % SC-FDMA QPSK
2
3  clear
4  clc
5  close all
6  drawnow
7  subcarrier_type = 'I'; % tipo de subportadoras
8  subcarriers_matrix;
9
10 Lsm = size(subcarrier_matrix,1); % tamaño de subportadoras
11
12 graph = 0;
13 imprimir = 0;
14 Smap = 'C'; % 'I' Interleaved, 'D' Distributed, 'L' Localized, 'R' Random, 'C'
    ' Custom
15
16 % Parámetros Básicos
17 Nu = 4; % número de usuarios o spreading factor
18 N = 4; % tamaño IFFT o número de subcarriers
19 M = 4; % número de símbolos a transmitir (4=QPSK)
20 nbits_S = log2(M); % número de bits por símbolo
21 filesize = N*nbits_S; % tamaño de archivo
22 Ns = 10; % número de simulaciones
23 Cp = 3; % cantidad de parámetros
24
25 filesize = filesize/2; % solo cuando usamos trellis
26 trellis = poly2trellis(3,[7,5]);
27
28 % Parámetros de la Grafica SC-FDMA
29 if graph == 1
30     figure(1)
31     axis([0,55,0,35])
32     title('SC-FDMA TRANSMITTER')
33     hold on
34 end
35
36 pr = 1; % 0.01; % 10.^(-(1:Nr)/10);
37
38 % Transmitter SC-FDMA
39 bits = 10000000;
40 NN = ceil(bits/filesize);
41
42 fd = zeros(1, NN);
43 ps = zeros(1, NN);
44 papr = zeros(1, NN);
45 errors = 0;
46
47 v_fd = zeros(1,Lsm);
48 v_papr = zeros(1,Lsm);
49 v_e = zeros(1,Lsm);
50 v_errors = zeros(1,Lsm);
51

```

```

52 valores = zeros(Ns,Cp);
53
54 for ss = 1:Ns
55
56     for sm = 1:Lsm
57
58         for nn = 1:NN
59
60             %%Generacion de los Datos
61             data_tx = randi([0 1], 1, filesize); % bits aleatorios
62             data = convenc(data_tx,trellis); % codifica el vector binario data
              _tx utilizando el codificador convolucional
63
64             %%Serie a Paralelo
65             if graph == 1
66                 plot([1,4],[5,5], 'k') % linea de los datos en serie
67                 dtext = 0.6; % distancia de las filas de los datos en serie
68
69                 for a = 1:nbits_S
70                     text(1,5.2+dtext*(nbits_S-a), num2str(data(N*(a-1)+1:N*a))
71                         ) % d1,d2,...,dn - datos en serie
72                 end
73             end
74
75             serie_paralelo_tx = zeros(N,2); % vector llenos de datos 0 y 1
76
77             for b = 1:nbits_S
78                 for c = 1:N
79                     serie_paralelo_tx(c,b) = data((b-1)*N+c);
80                 end
81             end
82
83             dn = 8/N;
84             if graph == 1
85                 plot([4,4,6,6,4],[1,9,9,1,1], 'm') % rectangulo vertical del
              bloque
86
87                 for d = 1:N
88                     text(6.5,1.2+dn*(N-d+1)-dn/2, num2str([serie_paralelo_tx(d
              ),serie_paralelo_tx(N+d)])) % d1,d2,...,dn - datos en
              paralelo
89                 plot([6,8],[1+(N-d+1)-dn/2,1+(N-d+1)-dn/2], 'm') % lineas
              paralelas del bloque
90             end
91
92             %%Constellation Mapping QPSK
93             if graph == 1
94                 plot([8,8,10,10,8],[1,9,9,1,1], 'b') % rectangulo vertical
95             end
96
97             constellation_mapping = zeros(N,1); % vector llenos de datos
              reales e imaginarios
98
99             for e = 1:N

```

```

100     constellation_mapping(e) = 2*serie_paralelo_tx(e)-1+(2*serie_
        paralelo_tx(e,2)-1)*1i;
101     if graph == 1
102         text(10.5, 1.2+dn*(N-e+1)-dn/2, num2str(constellation_
        mapping(e))) %X1,X2,...,Xn - datos en paralelo
103         plot([10,12],[1+(N-e+1)-dn/2,1+(N-e+1)-dn/2], 'b') %lineas
        paralelas del bloque
104     end
105     end
106
107     %%Transformada de Fourier Discreta DFT (DFT en matlab es FFT)
108     if graph == 1
109         plot([12,12,14,14,12],[1,9,9,1,1], 'g') %rectangulo vertical
110     end
111
112     scarriers_fft_tx = fft(constellation_mapping); %aplica la fft
113     if graph == 1
114         for f = 1:N
115             text(14.5, 1.2+dn*(N-f+1)-dn/2, num2str(scarriers_fft_tx(f
        ))) %x0,x1,...,xn-1 paralelo
116             plot([14,18],[1+(N-f+1)-dn/2,1+(N-f+1)-dn/2], 'g') %lineas
        paralelas del bloque
117         end
118     end
119
120     %%Subcarrier Mapping
121     if graph == 1
122         plot([18,18,20,20,18],[1,9,9,1,1], 'c') %rectangulo vertical
123     end
124
125     Nsbc = round(length(scarriers_fft_tx)*Nu); %numero de
        subportadoras
126     scarrier_mapping_tx = zeros(Nsbc,1); %vector llenos de ceros de 1
        al 24
127
128     if Smap == 'I' %Interleaved
129         for nsbc = 1:N
130             scarrier_mapping_tx(Nu*(nsbc-1)+1) = scarriers_fft_tx(nsbc
        );
131         end
132
133     elseif Smap == 'D' %Distributed
134         for nsbc = 1:N
135             scarrier_mapping_tx(2*(nsbc-1)+1) = scarriers_fft_tx(nsbc)
        ;
136         end
137
138     elseif Smap == 'L' %Localized
139         for nsbc = 1:N
140             scarrier_mapping_tx(nsbc) = scarriers_fft_tx(nsbc);
141         end
142
143     elseif Smap == 'R' %Random
144         index = find(subcarrier_matrix(randi([1 220],1),:));
145         for nsbc = 1:N
146             scarrier_mapping_tx(index(nsbc)) = scarriers_fft_tx(nsbc);

```

```

147         end
148
149     elseif Smap == 'C' % Custom
150         index = find(subcarrier_matrix(sm,:));
151     %


---


152         fd(nn) = fact_dist(index, N, Nu);
153     %


---


154         for nsbc = 1:N
155             scarrier_mapping_tx(index(nsbc)) = scarriers_fft_tx(nsbc);
156         end
157     end
158 end
159
160 if graph == 1
161     for g = 1:Nsbc
162         text(20.5, 1.2+dn*(Nsbc-g+1)-dn/2, num2str(scarrier_
163             mapping_tx(g)) %x1,x2,...,xn datos en paralelo
164         plot([20,23],[1+(Nsbc-g+1)-dn/2,1+(Nsbc-g+1)-dn/2],'c') %
165             lineas paralelas del bloque
166     end
167 end
168
169 %%Transformada de Fourier Discreta Inversa IDFT (IDFT en matlab
170 es IFFT)
171 if graph == 1
172     plot([23,23,25,25,23],[1,25,25,1,1],'r') %rectangulo vertical
173 end
174
175 scarriers_ifft_tx = ifft(scarrier_mapping_tx); % aplica la ifft
176
177 %%Adicion Cyclic prefix CP
178 Ncp = round(length(scarriers_ifft_tx)*1.25); %tamano de
179     subcarriers (subcarriers + cyclic prefix)
180
181 scarriers_ifft_tx_cp = zeros(Ncp,1); % vector llenos de
182     subcarriers (subcarriers + cyclic prefix)
183
184 for h = 1:Ncp
185     scarriers_ifft_tx_cp(h) = scarriers_ifft_tx(mod(h-Ncp+Nsbc-1,
186         Nsbc)+1);
187     if graph == 1
188         text(25.5, 1.2+dn*(Ncp-h+1)-dn/2, num2str(scarriers_ifft_
189             tx_cp(h)) %X1,X2,...,Xn - subcarriers + cyclic prefix
190             en paralelo
191         plot([25,30],[1+(Ncp-h+1)-dn/2,1+(Ncp-h+1)-dn/2],'r') %
192             lineas paralelas del bloque
193     end
194 end
195
196 %%Paralelo a Serie
197 paralelo_serie_tx = scarriers_ifft_tx_cp.';
198
199

```

```

190     if graph == 1
191         plot([30,30,32,32,30],[1,31,31,1,1], 'y') %rectangulo vertical
192         plot([32, 55],[7, 7], 'y') %linea de numeros reales
193         plot([32, 55],[3, 3], 'y') %linea de numeros imaginarios
194         text(32, 7.5, num2str(real(paralelo_serie_tx)))
195         text(32, 3.5, num2str(imag(paralelo_serie_tx)))
196     end
197
198     %%Canal
199     L_ps = length(paralelo_serie_tx);
200
201     frecuencias = fft(paralelo_serie_tx);
202
203     % Anadir ruido
204     % Interleaved
205     index_ruido = (sm-1)*Lsm*5/4+1:(sm-1)*Lsm*5/4+2; % 1 portadora
206 %     index_ruido = (sm-1)*Lsm*5/4+1:(sm-1)*Lsm*5/4+5; % 4 portadoras
207
208     ruido = sqrt(pr/2)*(randn(1,L_ps) + randn(1,L_ps)*1i);
209
210     % Ruido localizado (Ganancia selectiva de frecuencia + ruido)
211     frecuencias(index_ruido) = frecuencias(index_ruido) + ruido(index_
        ruido);
212
213     % Desvanecimiento selectivo en frecuencia
214 %     frecuencias(index_ruido) = frecuencias(index_ruido)/2;
215 %     frecuencias = frecuencias + ruido;
216
217     rec_scarriers = ifft(frecuencias);
218
219     %%Medir PAPR
220     PAPR = max(abs(rec_scarriers))/rms(rec_scarriers);
221     papr(nn) = PAPR;
222     if imprimir == 1
223         fprintf('PAPR = %f\n', PAPR)
224     end
225
226     %%Medir Energia
227     Esenal = sum(abs(rec_scarriers).^2);
228     ps(nn) = Esenal;
229     if imprimir == 1
230         fprintf('Esenal = %f\n', Esenal)
231     end
232
233     %%Parametros de la Grafica SC-FDMA
234     if graph == 1
235         figure(2)
236         axis([0,55,0,35])
237         title('SC-FDMA RECEIVER')
238         hold on
239     end
240
241     %%Serie a Paralelo
242     serie_paralelo_rx = rec_scarriers.';
243
244     if graph == 1

```

```

245     plot([32,32,34,34,32],[1,31,31,1,1], 'y') %rectangulo vertical
246     plot([34, 55],[7, 7], 'k') %linea de numeros reales
247     plot([34, 55],[3, 3], 'k') %linea de numeros imaginarios
248     text(34, 7.5, num2str(real(rec_scarriers)))
249     text(34, 3.5, num2str(imag(rec_scarriers)))
250 end
251
252 if graph == 1
253     for i = 1:Ncp
254         text(27.5,1.2+dn*(Ncp-i+1)-dn/2, num2str(serie_paralelo_rx
255             (i))) %d0,d1,...,dn-1 paralelo
256         plot([27,32],[1+(Ncp-i+1)-dn/2,1+(Ncp-i+1)-dn/2], 'y') %
257             lineas paralelas del bloque
258     end
259 end
260
261 %%Remove Cyclic Prefix
262 remove_cp= serie_paralelo_rx(Ncp-Nsbc+1:Ncp);
263
264 %%Transformada de Fourier Discreta DFT (DFT en matlab es FFT)
265 if graph == 1
266     plot([25,25,27,27,25],[1,25,25,1,1], 'r') %rectangulo vertical
267 end
268
269 scarriers_fft_rx = fft(remove_cp); %aplica la fft
270 if graph == 1
271     for j = 1:Nsbc
272         text(20.5, 1.2+dn*(Nsbc-j+1)-dn/2, num2str(scarriers_fft_
273             rx(j))) %R0,R1,...,Rn-1 paralelo
274         plot([20,25],[1+(Nsbc-j+1)-dn/2,1+(Nsbc-j+1)-dn/2], 'r') %
275             lineas paralelas del bloque
276     end
277 end
278
279 %%Subcarrier Demapping
280 if graph == 1
281     plot([18,18,20,20,18],[1,9,9,1,1], 'c') %rectangulo vertical
282 end
283
284 scarrier_mapping_rx = zeros(N,1);
285
286 if Smap == 'I' %Interleaved
287     for k = 1:N
288         scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(Nu*(k-1)+1);
289     end
290
291 elseif Smap == 'D' %Distributed
292     for k = 1:N
293         scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(2*(k-1)+1);
294     end
295
296 elseif Smap == 'L' %Localized
297     for k = 1:N
298         scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(k);
299     end

```

```

297     elseif Smap == 'R' % Random
298         for k = 1:N
299             scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(index(k));
300         end
301
302     elseif Smap == 'C' % Custom
303         for k = 1:N
304             scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(index(k));
305         end
306
307     end
308
309     if graph == 1
310         for m = 1:N
311             text(14.5, 1.2+dn*(N-m+1)-dn/2, num2str(scarrier_mapping_
312                 rx(m))) % x0, x1, ..., xn-1 paralelo
313             plot([14,18],[1+(N-m+1)-dn/2,1+(N-m+1)-dn/2], 'c') % lineas
314                 paralelas descendentes (Subcarrier Mapping)
315         end
316     end
317
318     %% Transformada de Fourier Discreta Inversa IDFT (IDFT en matlab
319     es IFFT)
320     if graph == 1
321         plot([12,12,14,14,12],[1,9,9,1,1], 'g') % rectangulo vertical
322     end
323
324     scarriers_ifft_rx = ifft(scarrier_mapping_rx); % aplica la ifft
325     if graph == 1
326         for n = 1:N
327             text(10.5, 1.2+dn*(N-n+1)-dn/2, num2str(scarriers_ifft_rx(
328                 n))) % x0, x1, ..., xn-1 paralelo
329             plot([10,12],[1+(N-n+1)-dn/2,1+(N-n+1)-dn/2], 'g') % lineas
330                 paralelas del bloque
331         end
332     end
333
334     %% Constellation De-Mapping QPSK
335     if graph == 1
336         plot([8,8,10,10,8],[1,9,9,1,1], 'b') % rectangulo vertical
337     end
338
339     constellation_demapping = zeros(N,2);
340
341     for p = 1:N
342         constellation_demapping(p) = ((round(real(scarriers_ifft_rx(p)
343             ))*dn)+1)/2 > 0.5;
344         for q = 1:N
345             constellation_demapping(q,2) = ((round(imag(scarriers_ifft_
346                 rx(q)))*dn)+1)/2 > 0.5;
347         end
348         if graph == 1
349             text(6.5, 1.2+dn*(N-p+1)-dn/2, num2str([constellation_
350                 demapping(p), constellation_demapping(N+p)])) % X0, X1
351                 ..., Xn-1 paralelo

```



```

343         plot([6,8],[1+(N-p+1)-dn/2,1+(N-p+1)-dn/2], 'b') % lineas
           paralelas del bloque
344     end
345 end
346
347 %%Paralelo a Serie
348 if graph == 1
349     plot([4,4,6,6,4],[1,9,9,1,1], 'm') %rectangulo vertical (P-S)
350     plot([1,4],[5,5], 'm') %linea de los datos en serie
351 end
352
353 paralelo_serie_rx = zeros(1,N*nbits_S);
354
355 for r = 1:N*nbits_S
356     paralelo_serie_rx(r) = constellation_demapping(r);
357 end
358
359 if graph == 1
360     for s = 1:nbits_S
361         text(1,5.2+dttext*(nbits_S-s), num2str(paralelo_serie_rx(N*
           (s-1)+1:N*s))) %d0,d1,...,dn-1 - datos en serie
362     end
363 end
364
365 data_rx = vitdec(paralelo_serie_rx,trellis,4,'trunc','hard');
366
367 errors = errors + sum(xor(data_rx, data_tx));
368
369 end
370
371 v_fd(sm) = mean(fd);
372 v_e(sm) = mean(ps);
373 v_papr(sm) = mean(papr);
374 v_errors(sm) = errors;
375 errors = 0;
376
377 end
378
379 v_eb = v_e/(2*filesize);
380
381 N0 = pr*2;
382 v_ebno = v_eb/N0;
383 ebno_db = 10*log10(mean(v_ebno));
384 v_Pb = v_errors/(NN*filesize); % bits perdidos / bits totales
385
386 PAPR = mean(v_papr);
387 Pb = mean(v_Pb);
388
389 valores(ss,1) = PAPR;
390 valores(ss,2) = ebno_db;
391 valores(ss,3) = Pb;
392
393 end
394
395 xlswrite('prueba12345.xlsx', valores, 'Hoja1', 'B2');

```

D. Cálculo de métricas de rama y estados predecesores sobrevivientes para los instantes $t=3,4,5,6,7$

(Figuras obtenidas de [46], capítulo 2, sección 2.5).

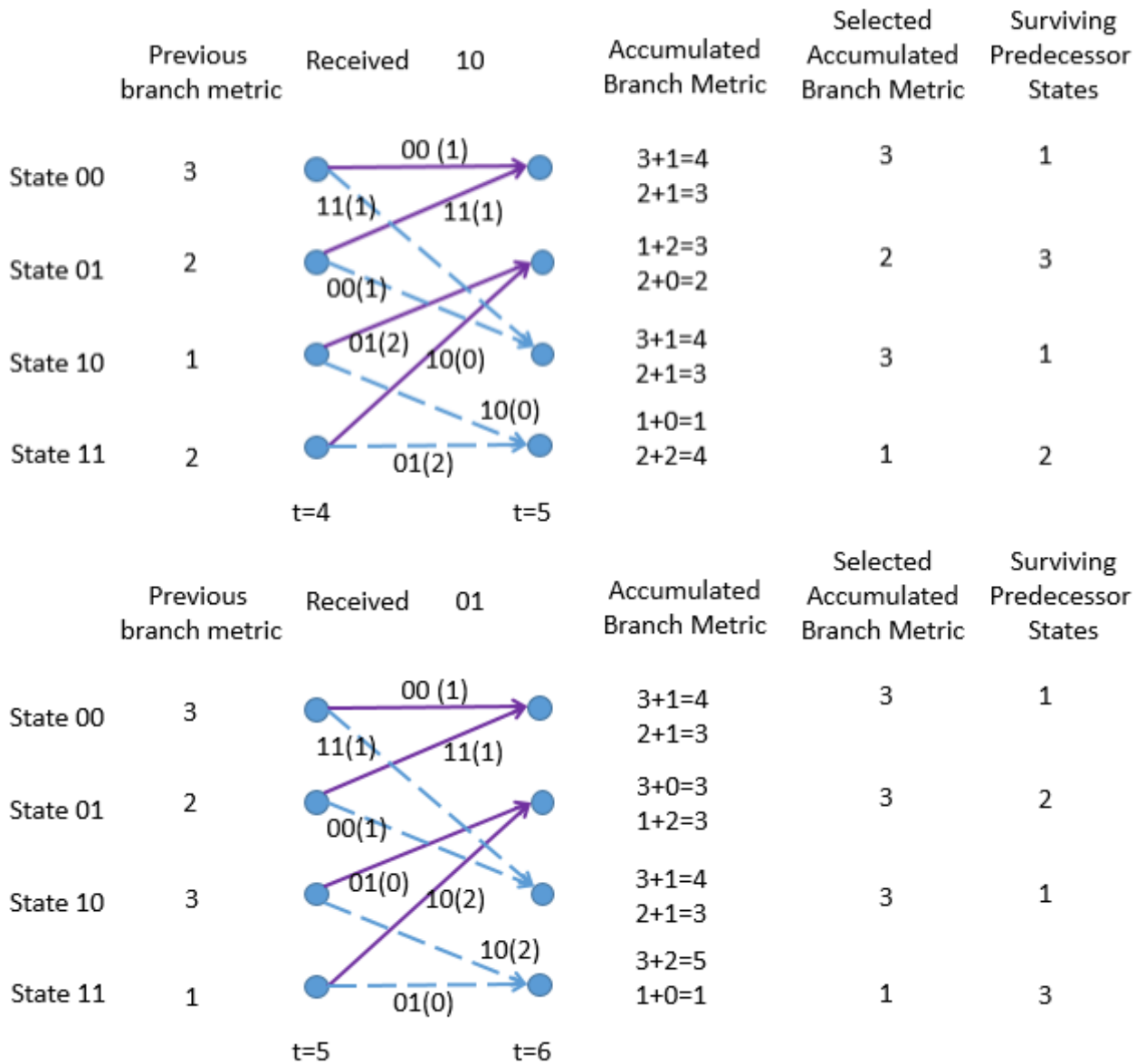


Figura 6.3: Algoritmo de Viterbi en $t=4$ y $t=5$

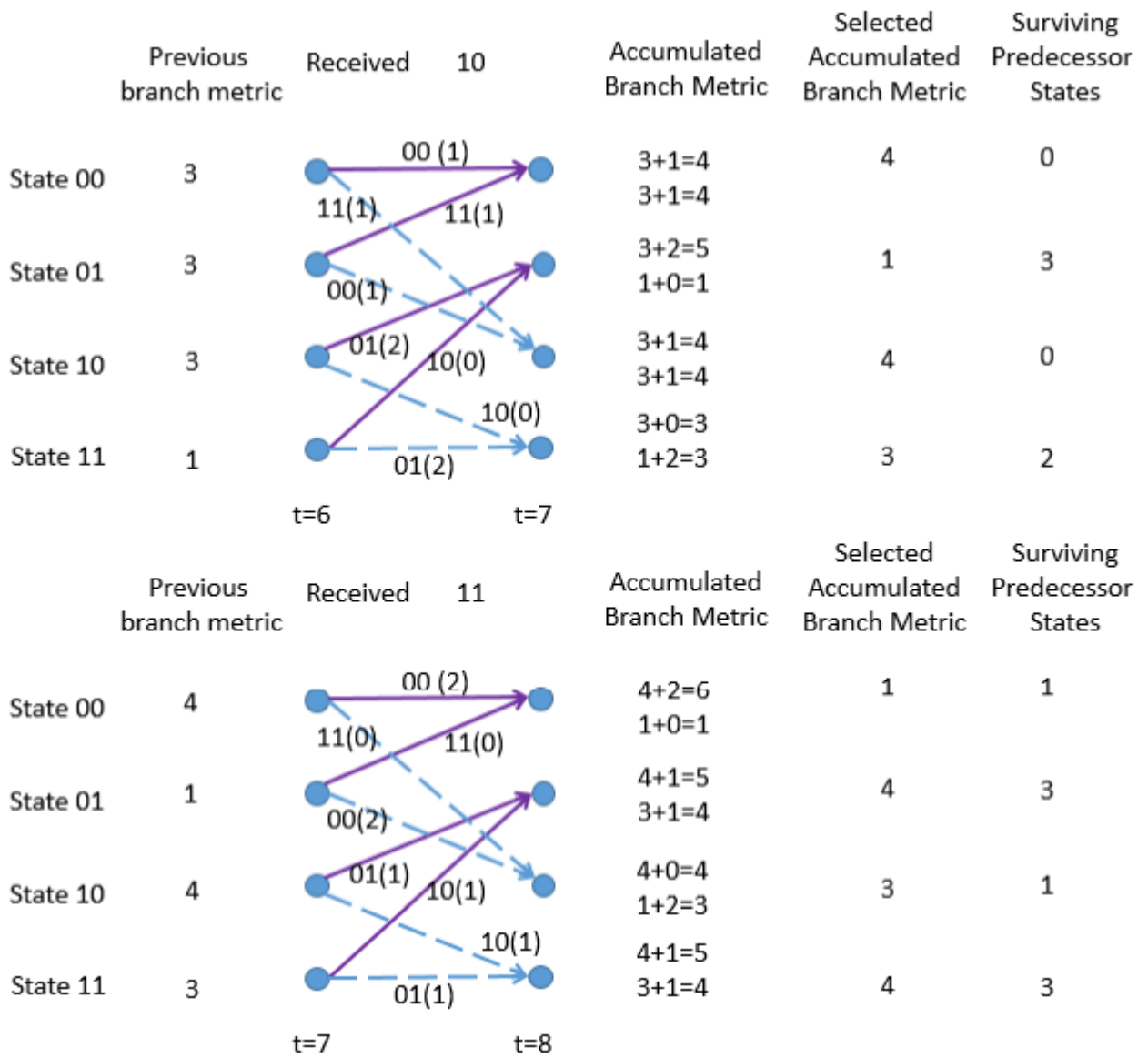


Figura 6.4: Algoritmo de Viterbi en $t=6$ y $t=7$

E. Programa en Matlab del análisis de rendimiento del mapeo de portadoras localizada y entrelazada en un canal con ruido AWGN

```
1 % SC-FDMA QPSK
2
3 clear
4 clc
5
6 graph = 0;
7 imprimir = 0;
8 Smap = 'L'; % 'I' Interleaved, 'D' Distributed, 'L' Localized
9
10 %% Parametros Basicos
11 Nu = 4; % numero de usuarios o spreading factor
12 N = 8; % tamaño IFFT o numero de subcarriers
13 M = 4; % numero de simbolos a transmitir (4=QPSK)
14 nbits_S = log2(M); % numero de bits por simbolo
15 filesize = N*nbits_S; % tamaño de archivo
16
17 %% Parametros de la Grafica SC-FDMA
18 if graph == 1
19     figure(1)
20     axis([0,55,0,35])
21     title('SC-FDMA TRANSMITTER')
22     hold on
23 end
24
25 Nr = 40;
26 Pr = 10.^(-(1:Nr)/10);
27
28 %% Transmitter SC-FDMA
29 bits = 10000000;
30 NN = ceil(bits/filesize);
31 SNR = zeros(1, Nr);
32 Eb_N0 = zeros(1, Nr);
33 Pb = zeros(1, Nr);
34 s = 1;
35
36 for pr = Pr
37     errors = 0;
38     Ps = 0;
39
40     for mn = 1:NN
41
42         %% Generacion de los Datos
43         data = randi([0 1], 1, filesize); % 16 bits aleatorios
44
45         %% Serie a Paralelo
46         if graph == 1
47             plot([1,4],[5,5], 'k') % linea de los datos en serie
48             dtext = 0.6; % distancia de las filas de los datos en serie
49
50             for a = 1:nbits_S
```

```

51         text(1,5.2+dtext*(nbits_S-a), num2str(data(N*(a-1)+1:N*a))) %
           d1,d2,...,dn - datos en serie
52     end
53 end
54
55 serie_paralelo_tx = zeros(N,2); % vector llenos de datos 0 y 1
56
57 for b = 1:nbits_S
58     for c = 1:N
59         serie_paralelo_tx(c,b) = data((b-1)*N+c);
60     end
61 end
62
63 dn = 8/N;
64 if graph == 1
65     plot([4,4,6,6,4],[1,9,9,1,1], 'm') % rectangulo vertical del bloque
66
67     for d = 1:N
68         text(6.5,1.2+dn*(N-d+1)-dn/2, num2str([serie_paralelo_tx(d),
           serie_paralelo_tx(N+d)])) % d1,d2,...,dn - datos en
           paralelo
69         plot([6,8],[1+(N-d+1)-dn/2,1+(N-d+1)-dn/2], 'm') % lineas
           paralelas del bloque
70     end
71 end
72
73 %%Constellation Mapping QPSK
74 if graph == 1
75     plot([8,8,10,10,8],[1,9,9,1,1], 'b') % rectangulo vertical
76 end
77
78 constellation_mapping = zeros(N,1); % vector llenos de datos reales e
           imaginarios
79
80 for e = 1:N
81     constellation_mapping(e) = 2*serie_paralelo_tx(e)-1+(2*serie_
           paralelo_tx(e,2)-1)*1i;
82     if graph == 1
83         text(10.5, 1.2+dn*(N-e+1)-dn/2, num2str(constellation_mapping(
           e))) % X1,X2,...,Xn - datos en paralelo
84         plot([10,12],[1+(N-e+1)-dn/2,1+(N-e+1)-dn/2], 'b') % lineas
           paralelas del bloque
85     end
86 end
87
88 %%Transformada de Fourier Discreta DFT (DFT en matlab es FFT)
89 if graph == 1
90     plot([12,12,14,14,12],[1,9,9,1,1], 'g') % rectangulo vertical
91 end
92
93 scarriers_fft_tx = fft(constellation_mapping); % aplica la fft
94 if graph == 1
95     for f = 1:N
96         text(14.5, 1.2+dn*(N-f+1)-dn/2, num2str(scarriers_fft_tx(f)))
           % x0,x1,...,xn-1 paralelo

```

```

97         plot([14,18],[1+(N-f+1)-dn/2,1+(N-f+1)-dn/2], 'g') % lineas
98         end
99     end
100
101     %%Subcarrier Mapping
102     if graph == 1
103         plot([18,18,20,20,18],[1,9,9,1,1], 'c') % rectangulo vertical
104     end
105
106     Nsubc = round(length(scarriers_fft_tx)*Nu); % numero de subportadoras
107     scarrier_mapping_tx = zeros(Nsubc,1); % vector llenos de ceros de 1 al
108         24
109
110     if Smap == 'I' % Interleaved
111         for nsbc = 1:N
112             scarrier_mapping_tx(Nu*(nsbc-1)+1) = scarriers_fft_tx(nsbc);
113         end
114
115     elseif Smap == 'D' % Distributed
116         for nsbc = 1:N
117             scarrier_mapping_tx(2*(nsbc-1)+1) = scarriers_fft_tx(nsbc);
118         end
119
120     elseif Smap == 'L' % Localized
121         for nsbc = 1:N
122             scarrier_mapping_tx(nsbc) = scarriers_fft_tx(nsbc);
123         end
124     end
125
126     if graph == 1
127         for g = 1:Nsubc
128             text(20.5, 1.2+dn*(Nsubc-g+1)-dn/2, num2str(scarrier_mapping_tx
129                 (g))) % x1,x2,...,xn datos en paralelo
130             plot([20,23],[1+(Nsubc-g+1)-dn/2,1+(Nsubc-g+1)-dn/2], 'c') %
131                 lineas paralelas del bloque
132         end
133     end
134
135     %%Transformada de Fourier Discreta Inversa IDFT (IDFT en matlab es
136     IFFT)
137     if graph == 1
138         plot([23,23,25,25,23],[1,25,25,1,1], 'r') % rectangulo vertical
139     end
140
141     scarriers_ifft_tx = ifft(scarrier_mapping_tx); % aplica la ifft
142
143     %%Adicion Cyclic prefix CP
144     Ncp = round(length(scarriers_ifft_tx)*1.25); %tamano de subcarriers (
145         subcarriers + cyclic prefix)
146
147     scarriers_ifft_tx_cp = zeros(Ncp,1); % vector llenos de subcarriers (
148         subcarriers + cyclic prefix)
149
150     for h = 1:Ncp

```

```

145     scarriers_ifft_tx_cp(h) = scarriers_ifft_tx(mod(h-Ncp+Nsbcs-1,Nsbcs)
146         +1);
147     if graph == 1
148         text(25.5, 1.2+dn*(Ncp-h+1)-dn/2, num2str(scarriers_ifft_tx_cp
149             (h)) %X1,X2,...,Xn - subcarriers + cyclic prefix en
150             paralelo
151             plot([25,30],[1+(Ncp-h+1)-dn/2,1+(Ncp-h+1)-dn/2], 'r') % lineas
152             paralelas del bloque
153     end
154 end
155 %%Paralelo a Serie
156 paralelo_serie_tx = scarriers_ifft_tx_cp.';
157
158 if graph == 1
159     plot([30,30,32,32,30],[1,31,31,1,1], 'y') %rectangulo vertical
160     plot([32, 55],[7, 7], 'y') % linea de numeros reales
161     plot([32, 55],[3, 3], 'y') % linea de numeros imaginarios
162     text(32, 7.5, num2str(real(paralelo_serie_tx)))
163     text(32, 3.5, num2str(imag(paralelo_serie_tx)))
164 end
165
166 %%Canal
167
168 ruido = sqrt(pr/2)*(randn(1,length(paralelo_serie_tx)) + randn(1,
169     length(paralelo_serie_tx))*1i);
170 rec_scarriers = paralelo_serie_tx + ruido;
171
172 %%Medir PAPR
173 PAPR = max(abs(rec_scarriers))/rms(rec_scarriers);
174 if imprimir == 1
175     fprintf('PAPR = %f\n', PAPR)
176 end
177
178 %%Medir Energia
179 Esenal2 = sum(abs(rec_scarriers).^2);
180 Ps = Ps + Esenal2;
181 if imprimir == 1
182     fprintf('Esenal2 = %f\n', Esenal2)
183 end
184
185 %%Parametros de la Grafica SC-FDMA
186 if graph == 1
187     figure(2)
188     axis([0,55,0,35])
189     title('SC-FDMA RECEIVER')
190     hold on
191 end
192
193 %%Serie a Paralelo
194 serie_paralelo_rx = rec_scarriers.';
195
196 if graph == 1
197     plot([32,32,34,34,32],[1,31,31,1,1], 'y') %rectangulo vertical
198     plot([34, 55],[7, 7], 'k') % linea de numeros reales
199     plot([34, 55],[3, 3], 'k') % linea de numeros imaginarios

```

```

196         text(34, 7.5, num2str(real(rec_scarriers)))
197         text(34, 3.5, num2str(imag(rec_scarriers)))
198     end
199
200     if graph == 1
201         for i = 1:Ncp
202             text(27.5, 1.2+dn*(Ncp-i+1)-dn/2, num2str(serie_paralelo_rx(i))
203                 ) %d0,d1,...,dn-1 paralelo
204             plot([27,32],[1+(Ncp-i+1)-dn/2,1+(Ncp-i+1)-dn/2], 'y') % lineas
205                 paralelas del bloque
206         end
207     end
208
209     %%Remove Cyclic Prefix
210     remove_cp= serie_paralelo_rx(Ncp-Nsbc+1:Ncp);
211
212     %%Transformada de Fourier Discreta DFT (DFT en matlab es FFT)
213     if graph == 1
214         plot([25,25,27,27,25],[1,25,25,1,1], 'r') % rectangulo vertical
215     end
216
217     scarriers_fft_rx = fft(remove_cp); % aplica la fft
218     if graph == 1
219         for j = 1:Nsbc
220             text(20.5, 1.2+dn*(Nsbc-j+1)-dn/2, num2str(scarriers_fft_rx(j)
221                 )) %R0,R1,...,Rn-1 paralelo
222             plot([20,25],[1+(Nsbc-j+1)-dn/2,1+(Nsbc-j+1)-dn/2], 'r') %
223                 lineas paralelas del bloque
224         end
225     end
226
227     %%Subcarrier Demapping
228     if graph == 1
229         plot([18,18,20,20,18],[1,9,9,1,1], 'c') % rectangulo vertical
230     end
231
232     scarrier_mapping_rx = zeros(N,1);
233     if Smap == 'I'
234         for k = 1:N
235             scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(Nu*(k-1)+1);
236         end
237     elseif Smap == 'D'
238         for k = 1:N
239             scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(2*(k-1)+1);
240         end
241     elseif Smap == 'L'
242         for k = 1:N
243             scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(k);
244         end
245     end
246
247     if graph == 1
248         for m = 1:N
249             text(14.5, 1.2+dn*(N-m+1)-dn/2, num2str(scarrier_mapping_rx(m)
250                 )) %x0,x1,...,xn-1 paralelo

```



```

246         plot([14,18],[1+(N-m+1)-dn/2,1+(N-m+1)-dn/2], 'c') % lineas
247         end
248     end
249
250     %%Transformada de Fourier Discreta Inversa IDFT (IDFT en matlab es
251     IFFT)
252     if graph == 1
253         plot([12,12,14,14,12],[1,9,9,1,1], 'g') % rectangulo vertical
254     end
255     scarriers_ifft_rx = ifft(scarrier_mapping_rx); % aplica la ifft
256     if graph == 1
257         for n = 1:N
258             text(10.5, 1.2+dn*(N-n+1)-dn/2, num2str(scarriers_ifft_rx(n))
259                 % x0,x1,...,xn-1 paralelo
260             plot([10,12],[1+(N-n+1)-dn/2,1+(N-n+1)-dn/2], 'g') % lineas
261             paralelas del bloque
262         end
263     end
264
265     %%Constellation De-Mapping QPSK
266     if graph == 1
267         plot([8,8,10,10,8],[1,9,9,1,1], 'b') % rectangulo vertical
268     end
269
270     constellation_demapping = zeros(N,2);
271
272     for p = 1:N
273         constellation_demapping(p) = ((round(real(scarriers_ifft_rx(p))*
274             dn)+1)/2 > 0.5);
275         for q = 1:N
276             constellation_demapping(q,2) = ((round(imag(scarriers_ifft_rx(q)
277                 ))) * dn + 1) / 2 > 0.5);
278         end
279         if graph == 1
280             text(6.5, 1.2+dn*(N-p+1)-dn/2, num2str([constellation_
281                 demapping(p), constellation_demapping(N+p)])) % X0,X1,...,Xn
282             -1 paralelo
283             plot([6,8],[1+(N-p+1)-dn/2,1+(N-p+1)-dn/2], 'b') % lineas
284             paralelas del bloque
285         end
286     end
287
288     %%Paralelo a Serie
289     if graph == 1
290         plot([4,4,6,6,4],[1,9,9,1,1], 'm') % rectangulo vertical (P-S)
291         plot([1,4],[5,5], 'm') % linea de los datos en serie
292     end
293
294     paralelo_serie_rx = zeros(1,N*nbits_S);
295
296     for r = 1:N*nbits_S
297         paralelo_serie_rx(r) = constellation_demapping(r);
298     end
299

```

```

293     if graph == 1
294         for u = 1:nbits_S
295             text(1,5.2+dtext*(nbits_S-u), num2str(paralelo_serie_rx(N*(u
                -1)+1:N*u))) %d0,d1,...,dn-1 - datos en serie
296         end
297     end
298
299     errors = errors + sum(xor(paralelo_serie_rx, data));
300 end
301
302 Psenal = Ps/NN;
303 Eb = Psenal/filesize;
304 N0 = pr*2;
305 Eb_N0(s) = Eb/N0;
306 SNR(s) = Psenal/pr;
307 Pb(s) = errors/(NN*filesize); % bits perdidos / bits totales
308 s = s+1;
309 end
310
311 Eb_N0dB = 10*log10(Eb_N0);
312 h = semilogy(Eb_N0dB, Pb, 'r');
313 xlabel('Eb/N0 [dB]')
314 ylabel('Bit Error Rate (BER)')
315 ha = gca;
316 at = get(ha, 'XTick');
317 set(ha, 'XTick', min(at):max(at))
318 grid on

```

F. Programa en Matlab de la función de distribución empírica para el PAPR, energía de símbolo y E_b/N_0 en un canal con y sin ruido AWGN

```

1 % SC-FDMA QPSK
2
3 clear
4 clc
5 close all
6 drawnow
7
8 graph = 0;
9 imprimir = 0;
10 Smap = 'L'; % 'I' Interleaved, 'D' Distributed, 'L' Localized
11
12 %% Parametros Basicos
13 Nu = 4; % numero de usuarios o spreading factor
14 N = 8; % tamano IFFT o numero de subcarriers
15 M = 4; % numero de simbolos a transmitir (4=QPSK)
16 nbits_S = log2(M); % numero de bits por simbolo
17 filesize = N*nbits_S; % tamano de archivo
18
19 %% Parametros de la Grafica SC-FDMA
20 if graph == 1
21     figure(1)
22     axis([0,55,0,35])
23     title('SC-FDMA TRANSMITTER')
24     hold on
25 end
26
27 pr = 0.01; %0.01; %10.^(-(1:Nr)/10);
28
29 %% Transmitter SC-FDMA
30 bits = 100000000;
31 NN = ceil(bits/filesize);
32 Ps = zeros(1, NN);
33 papr = zeros(1, NN);
34 errors = 0;
35
36 for mn = 1:NN
37
38     %% Generacion de los Datos
39     data = randi([0 1], 1, filesize); % 16 bits aleatorios
40
41     %% Serie a Paralelo
42     if graph == 1
43         plot([1,4],[5,5], 'k') % linea de los datos en serie
44         dtext = 0.6; % distancia de las filas de los datos en serie
45
46         for a = 1:nbits_S
47             text(1,5.2+dtext*(nbits_S-a), num2str(data(N*(a-1)+1:N*a))) % d1,
48                 d2,...,dn - datos en serie
49         end
50     end
51 end

```

```

50
51 serie_paralelo_tx = zeros(N,2); % vector llenos de datos 0 y 1
52
53 for b = 1:nbits_S
54     for c = 1:N
55         serie_paralelo_tx(c,b) = data((b-1)*N+c);
56     end
57 end
58
59 dn = 8/N;
60 if graph == 1
61     plot([4,4,6,6,4],[1,9,9,1,1], 'm') % rectangulo vertical del bloque
62
63     for d = 1:N
64         text(6.5,1.2+dn*(N-d+1)-dn/2, num2str([serie_paralelo_tx(d),serie_
65             paralelo_tx(N+d)])) % d1,d2,...,dn - datos en paralelo
66         plot([6,8],[1+(N-d+1)-dn/2,1+(N-d+1)-dn/2], 'm') % lineas paralelas
67             del bloque
68     end
69 end
70 %%Constellation Mapping QPSK
71 if graph == 1
72     plot([8,8,10,10,8],[1,9,9,1,1], 'b') % rectangulo vertical
73 end
74 constellation_mapping = zeros(N,1); % vector llenos de datos reales e
75     imaginarios
76
77 for e = 1:N
78     constellation_mapping(e) = 2*serie_paralelo_tx(e)-1+(2*serie_paralelo_
79         tx(e,2)-1)*1i;
80     if graph == 1
81         text(10.5, 1.2+dn*(N-e+1)-dn/2, num2str(constellation_mapping(e)))
82             % X1,X2,...,Xn - datos en paralelo
83         plot([10,12],[1+(N-e+1)-dn/2,1+(N-e+1)-dn/2], 'b') % lineas
84             paralelas del bloque
85     end
86 end
87
88 %%Transformada de Fourier Discreta DFT (DFT en matlab es FFT)
89 if graph == 1
90     plot([12,12,14,14,12],[1,9,9,1,1], 'g') % rectangulo vertical
91 end
92
93 scarriers_fft_tx = fft(constellation_mapping); % aplica la fft
94 if graph == 1
95     for f = 1:N
96         text(14.5, 1.2+dn*(N-f+1)-dn/2, num2str(scarriers_fft_tx(f))) % x0
97             ,x1,...,xn-1 paralelo
98         plot([14,18],[1+(N-f+1)-dn/2,1+(N-f+1)-dn/2], 'g') % lineas
99             paralelas del bloque
100     end
101 end
102 %%Subcarrier Mapping

```

```

98     if graph == 1
99         plot([18,18,20,20,18],[1,9,9,1,1], 'c') %rectangulo vertical
100    end
101
102    Nsbc = round(length(scarriers_fft_tx)*Nu); % numero de subportadoras
103    scarrier_mapping_tx = zeros(Nsbc,1); % vector llenos de ceros de 1 al 24
104
105    if Smap == 'I' % Interleaved
106        for nsbc = 1:N
107            scarrier_mapping_tx(Nu*(nsbc-1)+1) = scarriers_fft_tx(nsbc);
108        end
109
110    elseif Smap == 'D' % Distributed
111        for nsbc = 1:N
112            scarrier_mapping_tx(2*(nsbc-1)+1) = scarriers_fft_tx(nsbc);
113        end
114
115    elseif Smap == 'L' % Localized
116        for nsbc = 1:N
117            scarrier_mapping_tx(nsbc) = scarriers_fft_tx(nsbc);
118        end
119    end
120
121    if graph == 1
122        for g = 1:Nsbc
123            text(20.5, 1.2+dn*(Nsbc-g+1)-dn/2, num2str(scarrier_mapping_tx(g))
124                ) % x1,x2,...,xn datos en paralelo
125            plot([20,23],[1+(Nsbc-g+1)-dn/2,1+(Nsbc-g+1)-dn/2], 'c') % lineas
126                paralelas del bloque
127        end
128    end
129
130    %% Transformada de Fourier Discreta Inversa IDFT (IDFT en matlab es IFFT)
131    if graph == 1
132        plot([23,23,25,25,23],[1,25,25,1,1], 'r') %rectangulo vertical
133    end
134
135    scarriers_ifft_tx = ifft(scarrier_mapping_tx); % aplica la ifft
136
137    %% Adicion Cyclic prefix CP
138    Ncp = round(length(scarriers_ifft_tx)*1.25); %tamano de subcarriers (
139        subcarriers + cyclic prefix)
140
141    scarriers_ifft_tx_cp = zeros(Ncp,1); % vector llenos de subcarriers (
142        subcarriers + cyclic prefix)
143
144    for h = 1:Ncp
145        scarriers_ifft_tx_cp(h) = scarriers_ifft_tx(mod(h-Ncp+Nsbc-1,Nsbc)+1);
146        if graph == 1
147            text(25.5, 1.2+dn*(Ncp-h+1)-dn/2, num2str(scarriers_ifft_tx_cp(h))
148                ) % X1,X2,...,Xn - subcarriers + cyclic prefix en paralelo
149            plot([25,30],[1+(Ncp-h+1)-dn/2,1+(Ncp-h+1)-dn/2], 'r') % lineas
150                paralelas del bloque
151        end
152    end
153 end

```

```

148 %%Paralelo a Serie
149 paralelo_serie_tx = scarriers_ifft_tx_cp.';
150
151 if graph == 1
152     plot([30,30,32,32,30],[1,31,31,1,1], 'y') %rectangulo vertical
153     plot([32, 55],[7, 7], 'y') %linea de numeros reales
154     plot([32, 55],[3, 3], 'y') %linea de numeros imaginarios
155     text(32, 7.5, num2str(real(paralelo_serie_tx)))
156     text(32, 3.5, num2str(imag(paralelo_serie_tx)))
157 end
158
159 %%Canal
160
161 ruido = sqrt(pr/2)*(randn(1,length(paralelo_serie_tx)) + randn(1,length(
    paralelo_serie_tx))*1i);
162 rec_scarriers = paralelo_serie_tx + ruido;
163 %rec_scarriers = paralelo_serie_tx;
164
165 %%Medir PAPR
166 PAPR = max(abs(rec_scarriers))/rms(rec_scarriers);
167 papr(nn) = PAPR;
168 if imprimir == 1
169     fprintf('PAPR = %f\n', PAPR)
170 end
171
172 %%Medir Energia
173 Esenal2 = sum(abs(rec_scarriers).^2);
174 Ps(nn) = Esenal2;
175 if imprimir == 1
176     fprintf('Esenal2 = %f\n', Esenal2)
177 end
178
179 %%Parametros de la Grafica SC-FDMA
180 if graph == 1
181     figure(2)
182     axis([0,55,0,35])
183     title('SC-FDMA RECEIVER')
184     hold on
185 end
186
187 %%Serie a Paralelo
188 serie_paralelo_rx = rec_scarriers.';
189
190 if graph == 1
191     plot([32,32,34,34,32],[1,31,31,1,1], 'y') %rectangulo vertical
192     plot([34, 55],[7, 7], 'k') %linea de numeros reales
193     plot([34, 55],[3, 3], 'k') %linea de numeros imaginarios
194     text(34, 7.5, num2str(real(rec_scarriers)))
195     text(34, 3.5, num2str(imag(rec_scarriers)))
196 end
197
198 if graph == 1
199     for i = 1:Ncp
200         text(27.5,1.2+dn*(Ncp-i+1)-dn/2, num2str(serie_paralelo_rx(i))) %
            d0,d1,...,dn-1 paralelo

```

```

201         plot([27,32],[1+(Ncp-i+1)-dn/2,1+(Ncp-i+1)-dn/2], 'y') % lineas
           paralelas del bloque
202     end
203 end
204
205 %%Remove Cyclic Prefix
206 remove_cp= serie_paralelo_rx(Ncp-Nsbc+1:Ncp);
207
208 %%Transformada de Fourier Discreta DFT (DFT en matlab es FFT)
209 if graph == 1
210     plot([25,25,27,27,25],[1,25,25,1,1], 'r') % rectangulo vertical
211 end
212
213 scarriers_fft_rx = fft(remove_cp); % aplica la fft
214 if graph == 1
215     for j = 1:Nsbc
216         text(20.5, 1.2+dn*(Nsbc-j+1)-dn/2, num2str(scarriers_fft_rx(j)) %
           R0,R1,...,Rn-1 paralelo
217         plot([20,25],[1+(Nsbc-j+1)-dn/2,1+(Nsbc-j+1)-dn/2], 'r') % lineas
           paralelas del bloque
218     end
219 end
220
221 %%Subcarrier Demapping
222 if graph == 1
223     plot([18,18,20,20,18],[1,9,9,1,1], 'c') % rectangulo vertical
224 end
225
226 scarrier_mapping_rx = zeros(N,1);
227 if Smap == 'I'
228     for k = 1:N
229         scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(Nu*(k-1)+1);
230     end
231 elseif Smap == 'D'
232     for k = 1:N
233         scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(2*(k-1)+1);
234     end
235 elseif Smap == 'L'
236     for k = 1:N
237         scarrier_mapping_rx(k) = scarriers_fft_rx(k);
238     end
239 end
240
241 if graph == 1
242     for m = 1:N
243         text(14.5, 1.2+dn*(N-m+1)-dn/2, num2str(scarrier_mapping_rx(m)) %
           x0,x1,...,xn-1 paralelo
244         plot([14,18],[1+(N-m+1)-dn/2,1+(N-m+1)-dn/2], 'c') % lineas
           paralelas descendentes (Subcarrier Mapping)
245     end
246 end
247
248 %%Transformada de Fourier Discreta Inversa IDFT (IDFT en matlab es IFFT)
249 if graph == 1
250     plot([12,12,14,14,12],[1,9,9,1,1], 'g') % rectangulo vertical
251 end

```

```

252
253   scarriers_ifft_rx = ifft(scarrier_mapping_rx); % aplica la ifft
254   if graph == 1
255       for n = 1:N
256           text(10.5, 1.2+dn*(N-n+1)-dn/2, num2str(scarriers_ifft_rx(n))) %
                x0,x1,...,xn-1 paralelo
257           plot([10,12],[1+(N-n+1)-dn/2,1+(N-n+1)-dn/2], 'g') % lineas
                paralelas del bloque
258       end
259   end
260
261   %%Constellation De-Mapping QPSK
262   if graph == 1
263       plot([8,8,10,10,8],[1,9,9,1,1], 'b') % rectangulo vertical
264   end
265
266   constellation_demapping = zeros(N,2);
267
268   for p = 1:N
269       constellation_demapping(p) = ((round(real(scarriers_ifft_rx(p)))*dn
                +1)/2 > 0.5);
270       for q = 1:N
271           constellation_demapping(q,2) = ((round(imag(scarriers_ifft_rx(q))*
                dn)+1)/2 > 0.5);
272       end
273       if graph == 1
274           text(6.5, 1.2+dn*(N-p+1)-dn/2, num2str([constellation_demapping(p)
                ,constellation_demapping(N+p)])) % X0,X1,...,Xn-1 paralelo
275           plot([6,8],[1+(N-p+1)-dn/2,1+(N-p+1)-dn/2], 'b') % lineas paralelas
                del bloque
276       end
277   end
278
279   %%Paralelo a Serie
280   if graph == 1
281       plot([4,4,6,6,4],[1,9,9,1,1], 'm') % rectangulo vertical (P-S)
282       plot([1,4],[5,5], 'm') % linea de los datos en serie
283   end
284
285   paralelo_serie_rx = zeros(1,filesize);
286
287   for r = 1:filesize
288       paralelo_serie_rx(r) = constellation_demapping(r);
289   end
290
291   if graph == 1
292       for u = 1:nbits_S
293           text(1,5.2+dtext*(nbits_S-u), num2str(paralelo_serie_rx(N*(s-1)+1:
                N*u))) % d0,d1,...,dn-1 - datos en serie
294       end
295   end
296
297   errors = errors + sum(xor(paralelo_serie_rx, data));
298 end
299
300 Psenal = Ps;

```



```

301 Eb = Psenal/filesize;
302 N0 = pr*2;
303 Eb_N0 = Eb/N0;
304 Pb = errors/(NN*filesize);
305
306 figure
307 hh1 = histogram(Ps, 100);
308 h1_edges = get(hh1, 'BinEdges');
309 set(hh1, 'BinEdges', h1_edges - 1/200)
310 h1_vals = get(hh1, 'Values');
311 bar(h1_edges(1:end-1), h1_vals/sum(h1_vals), 'c')
312 xlabel('Energy [J]')
313 ylabel('Probability')
314
315 Eb_N0dB = 10*log10(Eb_N0);
316
317 figure
318 hh2 = histogram(Eb_N0dB, 100);
319 h2_vals = get(hh2, 'Values');
320 h2_edges = get(hh2, 'BinEdges');
321 bar(h2_edges(1:end-1), h2_vals/sum(h2_vals), 'c')
322 xlabel('Eb/N0 [dB]')
323 ylabel('Probability')
324
325 figure
326 hh3 = histogram(papr, 100);
327 h3_vals = get(hh3, 'Values');
328 h3_edges = get(hh3, 'BinEdges');
329 bar(h3_edges(1:end-1), h3_vals/sum(h3_vals), 'c')
330 xlabel('PAPR')
331 ylabel('Probability')

```

G. Uso de R para la evaluación del test de hipótesis

1. Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora

a) Datos a evaluar

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv.

Tabla 6.1: Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0_I	E_b/N_0_L	P_b_I	P_b_L
1	1,196566	1,460756	-7,891439	-7,890913	0,000045	0,002941
2	1,196674	1,460598	-7,891771	-7,890674	0,000045	0,002964
3	1,196584	1,460677	-7,890486	-7,891685	0,000044	0,002987
4	1,196665	1,461181	-7,890994	-7,891724	0,000051	0,002922
5	1,196686	1,461024	-7,890914	-7,890956	0,000050	0,002940
6	1,196555	1,461216	-7,891291	-7,892333	0,000044	0,002983
7	1,196566	1,461023	-7,891549	-7,892130	0,000047	0,002980
8	1,196579	1,460935	-7,891962	-7,890648	0,000050	0,002926
9	1,196548	1,461334	-7,891619	-7,892015	0,000054	0,002986
10	1,196626	1,460768	-7,891015	-7,890168	0,000043	0,002943
11	1,196561	1,460546	-7,891491	-7,890508	0,000037	0,002941
12	1,196548	1,460699	-7,891911	-7,890818	0,000042	0,002998
13	1,196560	1,461266	-7,891834	-7,890175	0,000053	0,002888
14	1,196710	1,460920	-7,891455	-7,891831	0,000051	0,002910
15	1,196562	1,460843	-7,891601	-7,890860	0,000052	0,002962
16	1,196612	1,460845	-7,891650	-7,893210	0,000043	0,002969
17	1,196616	1,460674	-7,891968	-7,892593	0,000046	0,002970
18	1,196648	1,461210	-7,891467	-7,891028	0,000049	0,002914
19	1,196727	1,460887	-7,892065	-7,890587	0,000041	0,002945
20	1,196686	1,460911	-7,891066	-7,891253	0,000055	0,0029365

b) Script en R para realizar test de hipótesis

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA sin
  # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMA_LFDMA = read.table("SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv", header = TRUE, sep=";"
  , na.strings="NA", dec="," , strip.white=TRUE)

```

```

4 head(IFDMA_LFDMA)
5 # Vectores con ruido localizado en 1 portadora.
6 I_papr_rlp_rl = IFDMA_LFDMA$PAPR_IFDMA_R1P_RL
7 L_papr_rlp_rl = IFDMA_LFDMA$PAPR_LFDMA_R1P_RL
8 I_ebn0_rlp_rl = IFDMA_LFDMA$EbN0_IFDMA_R1P_RL
9 L_ebn0_rlp_rl = IFDMA_LFDMA$EbN0_LFDMA_R1P_RL
10 I_pb_rlp_rl = IFDMA_LFDMA$Pb_IFDMA_R1P_RL
11 L_pb_rlp_rl = IFDMA_LFDMA$Pb_LFDMA_R1P_RL
12 # Descripcion de los vectores a evaluar.
13 # Vectores con ruido localizado en 1 portadora.
14 I_papr_rlp_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 1 portadora
    empleando SC-IFDMA.
15 L_papr_rlp_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 1 portadora
    empleando SC-LFDMA.
16 I_ebn0_rlp_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 1 portadora
    empleando SC-IFDMA.
17 L_ebn0_rlp_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 1 portadora
    empleando SC-LFDMA.
18 I_pb_rlp_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 1 portadora
    empleando SC-IFDMA.
19 L_pb_rlp_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 1 portadora
    empleando SC-LFDMA.
20 # ----- Ruido localizado en 1 portadora ----- #
21 # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA es menor que el
    PAPR de SC-LFDMA.
22 t.test (I_papr_rlp_rl, L_papr_rlp_rl, alternative = "t")
23 t.test (I_papr_rlp_rl, L_papr_rlp_rl, alternative = "g")
24 t.test (I_papr_rlp_rl, L_papr_rlp_rl, alternative = "l")
25 # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA es mayor que la
    EbN0 de SC-LFDMA.
26 t.test (I_ebn0_rlp_rl, L_ebn0_rlp_rl, alternative = "t")
27 t.test (I_ebn0_rlp_rl, L_ebn0_rlp_rl, alternative = "g")
28 t.test (I_ebn0_rlp_rl, L_ebn0_rlp_rl, alternative = "l")
29 # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA es menor que la Pb
    de SC-LFDMA.
30 t.test (I_pb_rlp_rl, L_pb_rlp_rl, alternative = "t")
31 t.test (I_pb_rlp_rl, L_pb_rlp_rl, alternative = "g")
32 t.test (I_pb_rlp_rl, L_pb_rlp_rl, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 > t.test (I_papr_rlp_rl, L_papr_rlp_rl, alternative = "t")
2
3 Welch Two Sample t-test
4
5 data: I_papr_rlp_rl and L_papr_rlp_rl
6 t = -4926.1, df = 21.475, p-value < 2.2e-16
7 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 95 percent confidence interval:
9 -0.2644131 -0.2641903
10 sample estimates:
11 mean of x mean of y
12 1.196614 1.460916
13

```

```

14 > t.test (I_papr_rlp_rl, L_papr_rlp_rl, alternative = "g")
15
16 Welch Two Sample t-test
17
18 data: I_papr_rlp_rl and L_papr_rlp_rl
19 t = -4926.1, df = 21.475, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22 -0.2643939 Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25 1.196614 1.460916
26
27 > t.test (I_papr_rlp_rl, L_papr_rlp_rl, alternative = "l")
28
29 Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_rlp_rl and L_papr_rlp_rl
32 t = -4926.1, df = 21.475, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35 -Inf -0.2642095
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38 1.196614 1.460916
39
40 > t.test (I_ebn0_rlp_rl, L_ebn0_rlp_rl, alternative = "t")
41
42 Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_rlp_rl and L_ebn0_rlp_rl
45 t = -0.82018, df = 27.663, p-value = 0.4191
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48 -0.0006018694 0.0002578348
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51 -7.891478 -7.891306
52
53 > t.test (I_ebn0_rlp_rl, L_ebn0_rlp_rl, alternative = "g")
54
55 Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_rlp_rl and L_ebn0_rlp_rl
58 t = -0.82018, df = 27.663, p-value = 0.7904
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61 -0.0005289473 Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64 -7.891478 -7.891306
65
66 > t.test (I_ebn0_rlp_rl, L_ebn0_rlp_rl, alternative = "l")
67
68 Welch Two Sample t-test
69

```

```

70 data: I_ebn0_rlp_rl and L_ebn0_rlp_rl
71 t = -0.82018, df = 27.663, p-value = 0.2096
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
73 95 percent confidence interval:
74      -Inf 0.0001849127
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -7.891478 -7.891306
78
79 > t.test (I_pb_rlp_rl, L_pb_rlp_rl, alternative = "t")
80
81 Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_rlp_rl and L_pb_rlp_rl
84 t = -432.4, df = 20.021, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87 -0.002917167 -0.002889158
88 sample estimates:
89 mean of x mean of y
90 0.000047275 0.002950437
91
92 > t.test (I_pb_rlp_rl, L_pb_rlp_rl, alternative = "g")
93
94 Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_rlp_rl and L_pb_rlp_rl
97 t = -432.4, df = 20.021, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100 -0.002914742 Inf
101 sample estimates:
102 mean of x mean of y
103 0.000047275 0.002950437
104
105 > t.test (I_pb_rlp_rl, L_pb_rlp_rl, alternative = "l")
106
107 Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_rlp_rl and L_pb_rlp_rl
110 t = -432.4, df = 20.021, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113      -Inf -0.002891583
114 sample estimates:
115 mean of x mean of y
116 0.000047275 0.002950437

```

2. Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora

a) Datos a evaluar

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv.

Tabla 6.2: Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0_I	E_b/N_0_L	P_b_I	P_b_L
1	1,650290	1,766192	-6,906348	-7,889507	0,052969	0,126471
2	1,649887	1,765852	-6,906310	-7,889326	0,052750	0,126447
3	1,649932	1,765829	-6,905115	-7,891821	0,052741	0,126833
4	1,649913	1,765565	-6,905833	-7,890935	0,052630	0,126664
5	1,650311	1,765507	-6,902845	-7,889439	0,052820	0,126634
6	1,649679	1,765278	-6,903866	-7,889841	0,052734	0,126728
7	1,649971	1,765716	-6,902887	-7,891596	0,052664	0,126667
8	1,649945	1,765882	-6,903947	-7,888152	0,052803	0,126512
9	1,649654	1,765586	-6,905179	-7,888581	0,052730	0,126278
10	1,649991	1,765413	-6,904204	-7,888416	0,052862	0,126250
11	1,649877	1,765359	-6,904242	-7,892514	0,052721	0,126870
12	1,650166	1,765531	-6,904201	-7,890822	0,052486	0,126819
13	1,650059	1,765711	-6,903575	-7,889530	0,052576	0,126469
14	1,649884	1,765753	-6,905048	-7,888053	0,052831	0,126692
15	1,649424	1,765002	-6,904872	-7,888410	0,052552	0,126587
16	1,650094	1,765776	-6,903007	-7,891758	0,052666	0,126797
17	1,649657	1,765696	-6,904921	-7,889289	0,052736	0,126572
18	1,650330	1,765824	-6,906015	-7,888855	0,052670	0,126202
19	1,649681	1,765635	-6,903950	-7,885912	0,052575	0,126522
20	1,650081	1,765988	-6,905516	-7,890745	0,052606	0,126740

b) Script en R para realizar test de hipótesis

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA sin
  # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMA_LFDMA = read.table("SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv", header = TRUE, sep=";"
  , na.strings="NA", dec="," , strip.white=TRUE)
4 head(IFDMA_LFDMA)
5 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 1 portadora.
6 I_papr_r1p_dsf = IFDMA_LFDMA$PAPR_IFDMA_R1P_DSF
7 L_papr_r1p_dsf = IFDMA_LFDMA$PAPR_LFDMA_R1P_DSF
8 I_ebn0_r1p_dsf = IFDMA_LFDMA$Ebn0_IFDMA_R1P_DSF

```

```

9 L_ebn0_rlp_dsf = IFDMA_LFDMA$EbN0_LFDMA_R1P_DSF
10 I_pb_rlp_dsf = IFDMA_LFDMA$Pb_IFDMA_R1P_DSF
11 L_pb_rlp_dsf = IFDMA_LFDMA$Pb_LFDMA_R1P_DSF
12 # Descripcion de los vectores a evaluar.
13 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 1 portadora.
14 I_papr_rlp_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 1 portadora empleando SC-IFDMA.
15 L_papr_rlp_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 1 portadora empleando SC-LFDMA.
16 I_ebn0_rlp_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 1 portadora empleando SC-IFDMA.
17 L_ebn0_rlp_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 1 portadora empleando SC-LFDMA.
18 I_pb_rlp_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 1 portadora empleando SC-IFDMA.
19 L_pb_rlp_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 1 portadora empleando SC-LFDMA.
20 # Desvanecimiento selectivo en frecuencia en 1 portadora
   _____ #
21 # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA es menor que el
   PAPR de SC-LFDMA.
22 t.test (I_papr_rlp_dsf, L_papr_rlp_dsf, alternative = "t")
23 t.test (I_papr_rlp_dsf, L_papr_rlp_dsf, alternative = "g")
24 t.test (I_papr_rlp_dsf, L_papr_rlp_dsf, alternative = "l")
25 # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA es mayor que la
   EbN0 de SC-LFDMA.
26 t.test (I_ebn0_rlp_dsf, L_ebn0_rlp_dsf, alternative = "t")
27 t.test (I_ebn0_rlp_dsf, L_ebn0_rlp_dsf, alternative = "g")
28 t.test (I_ebn0_rlp_dsf, L_ebn0_rlp_dsf, alternative = "l")
29 # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA es menor que la Pb
   de SC-LFDMA.
30 t.test (I_pb_rlp_dsf, L_pb_rlp_dsf, alternative = "t")
31 t.test (I_pb_rlp_dsf, L_pb_rlp_dsf, alternative = "g")
32 t.test (I_pb_rlp_dsf, L_pb_rlp_dsf, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 > t.test (I_papr_rlp_dsf, L_papr_rlp_dsf, alternative = "t")
2
3 Welch Two Sample t-test
4
5 data: I_papr_rlp_dsf and L_papr_rlp_dsf
6 t = -1442.6, df = 37.611, p-value < 2.2e-16
7 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 95 percent confidence interval:
9 -0.1158759 -0.1155510
10 sample estimates:
11 mean of x mean of y
12 1.649942 1.765655
13
14 > t.test (I_papr_rlp_dsf, L_papr_rlp_dsf, alternative = "g")
15
16 Welch Two Sample t-test
17

```

```

18 data: I_papr_rlp_dsf and L_papr_rlp_dsf
19 t = -1442.6, df = 37.611, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22 -0.1158487 Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25 1.649942 1.765655
26
27 > t.test (I_papr_rlp_dsf, L_papr_rlp_dsf, alternative = "l")
28
29 Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_rlp_dsf and L_papr_rlp_dsf
32 t = -1442.6, df = 37.611, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35 -Inf -0.1155782
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38 1.649942 1.765655
39
40 > t.test (I_ebn0_rlp_dsf, L_ebn0_rlp_dsf, alternative = "t")
41
42 Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_rlp_dsf and L_ebn0_rlp_dsf
45 t = 2262, df = 33.456, p-value < 2.2e-16
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48 0.9841955 0.9859666
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51 -6.904594 -7.889675
52
53 > t.test (I_ebn0_rlp_dsf, L_ebn0_rlp_dsf, alternative = "g")
54
55 Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_rlp_dsf and L_ebn0_rlp_dsf
58 t = 2262, df = 33.456, p-value < 2.2e-16
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61 0.9843444 Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64 -6.904594 -7.889675
65
66 > t.test (I_ebn0_rlp_dsf, L_ebn0_rlp_dsf, alternative = "l")
67
68 Welch Two Sample t-test
69
70 data: I_ebn0_rlp_dsf and L_ebn0_rlp_dsf
71 t = 2262, df = 33.456, p-value = 1
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
73 95 percent confidence interval:

```



```

74         -Inf 0.9858178
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -6.904594 -7.889675
78
79 > t.test (I_pb_rlp_dsf, L_pb_rlp_dsf, alternative = "t")
80
81 Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_rlp_dsf and L_pb_rlp_dsf
84 t = -1450.6, df = 31.222, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87 -0.07398546 -0.07377777
88 sample estimates:
89 mean of x mean of y
90 0.0527063 0.1265879
91
92 > t.test (I_pb_rlp_dsf, L_pb_rlp_dsf, alternative = "g")
93
94 Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_rlp_dsf and L_pb_rlp_dsf
97 t = -1450.6, df = 31.222, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100 -0.07396795 Inf
101 sample estimates:
102 mean of x mean of y
103 0.0527063 0.1265879
104
105 > t.test (I_pb_rlp_dsf, L_pb_rlp_dsf, alternative = "l")
106
107 Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_rlp_dsf and L_pb_rlp_dsf
110 t = -1450.6, df = 31.222, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113 -Inf -0.07379528
114 sample estimates:
115 mean of x mean of y
116 0.0527063 0.1265879

```

3. Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras

a) Datos a evaluar

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv.

Tabla 6.3: Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0 _I	E_b/N_0 _L	P_b _I	P_b _L
1	1,344345	1,494856	-7,647543	-7,649109	0,000413	0,025589
2	1,344387	1,495148	-7,648342	-7,647574	0,000391	0,025532
3	1,344426	1,495338	-7,646682	-7,648293	0,000416	0,025643
4	1,344476	1,495277	-7,648256	-7,648653	0,000400	0,025585
5	1,344129	1,494910	-7,649031	-7,646318	0,000394	0,025590
6	1,344319	1,495119	-7,649251	-7,647562	0,000388	0,025600
7	1,344352	1,495130	-7,647108	-7,647179	0,000386	0,025597
8	1,344549	1,495227	-7,648325	-7,648320	0,000367	0,025619
9	1,344502	1,494711	-7,647036	-7,647517	0,000385	0,025406
10	1,344295	1,495193	-7,648026	-7,647905	0,000381	0,025608
11	1,344485	1,494793	-7,648060	-7,647580	0,000383	0,025559
12	1,344465	1,494989	-7,647942	-7,645923	0,000399	0,025547
13	1,344398	1,495091	-7,649096	-7,647576	0,000393	0,025561
14	1,344353	1,494934	-7,648305	-7,646493	0,000396	0,025514
15	1,344429	1,495341	-7,648206	-7,648964	0,000415	0,025532
16	1,344279	1,495035	-7,647593	-7,645721	0,000400	0,025585
17	1,344451	1,494984	-7,648120	-7,648275	0,000373	0,025435
18	1,344237	1,495184	-7,647468	-7,646547	0,000375	0,025505
19	1,344376	1,494968	-7,647668	-7,648214	0,000371	0,025557
20	1,344491	1,494868	-7,648743	-7,647738	0,000377	0,025527

b) Script en R para realizar test de hipótesis

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA sin
   # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMA_LFDMA = read.table("SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv", header = TRUE, sep=";"
   , na.strings="NA", dec="," , strip.white=TRUE)
4 head(IFDMA_LFDMA)
5 # Vectores con ruido localizado en 4 portadoras.
6 I_papr_r4p_rl = IFDMA_LFDMA$PAPR_IFDMA_R4P_RL

```

```

7 L_papr_r4p_rl = IFDMA_LFDMA$PAPR_LFDMA_R4P_RL
8 I_ebn0_r4p_rl = IFDMA_LFDMA$EbN0_IFDMA_R4P_RL
9 L_ebn0_r4p_rl = IFDMA_LFDMA$EbN0_LFDMA_R4P_RL
10 I_pb_r4p_rl = IFDMA_LFDMA$Pb_IFDMA_R4P_RL
11 L_pb_r4p_rl = IFDMA_LFDMA$Pb_LFDMA_R4P_RL
12 # Descripción de los vectores a evaluar.
13 # Vectores con ruido localizado en 4 portadoras.
14 I_papr_r4p_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 4 portadoras
    empleando SC-IFDMA.
15 L_papr_r4p_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 4 portadoras
    empleando SC-LFDMA.
16 I_ebn0_r4p_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 4
    portadoras empleando SC-IFDMA.
17 L_ebn0_r4p_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 4
    portadoras empleando SC-LFDMA.
18 I_pb_r4p_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 4 portadoras
    empleando SC-IFDMA.
19 L_pb_r4p_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 4 portadoras
    empleando SC-LFDMA.
20 # ----- Ruido localizado en 4 portadoras ----- #
21 # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA es menor que el
    PAPR de SC-LFDMA.
22 t.test (I_papr_r4p_rl, L_papr_r4p_rl, alternative = "t")
23 t.test (I_papr_r4p_rl, L_papr_r4p_rl, alternative = "g")
24 t.test (I_papr_r4p_rl, L_papr_r4p_rl, alternative = "l")
25 # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA es mayor que la
    EbN0 de SC-LFDMA.
26 t.test (I_ebn0_r4p_rl, L_ebn0_r4p_rl, alternative = "t")
27 t.test (I_ebn0_r4p_rl, L_ebn0_r4p_rl, alternative = "g")
28 t.test (I_ebn0_r4p_rl, L_ebn0_r4p_rl, alternative = "l")
29 # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA es menor que la Pb
    de SC-LFDMA.
30 t.test (I_pb_r4p_rl, L_pb_r4p_rl, alternative = "t")
31 t.test (I_pb_r4p_rl, L_pb_r4p_rl, alternative = "g")
32 t.test (I_pb_r4p_rl, L_pb_r4p_rl, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 > t.test (I_papr_r4p_rl, L_papr_r4p_rl, alternative = "t")
2
3 Welch Two Sample t-test
4
5 data: I_papr_r4p_rl and L_papr_r4p_rl
6 t = -3263.1, df = 30.227, p-value < 2.2e-16
7 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 95 percent confidence interval:
9 -0.1507617 -0.1505732
10 sample estimates:
11 mean of x mean of y
12 1.344388 1.495055
13
14 > t.test (I_papr_r4p_rl, L_papr_r4p_rl, alternative = "g")
15
16 Welch Two Sample t-test

```

```

17
18 data: I_papr_r4p_rl and L_papr_r4p_rl
19 t = -3263.1, df = 30.227, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22 -0.1507458 Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25 1.344388 1.495055
26
27 > t.test (I_papr_r4p_rl, L_papr_r4p_rl, alternative = "l")
28
29 Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_r4p_rl and L_papr_r4p_rl
32 t = -3263.1, df = 30.227, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35 -Inf -0.1505891
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38 1.344388 1.495055
39
40 > t.test (I_ebn0_r4p_rl, L_ebn0_r4p_rl, alternative = "t")
41
42 Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_r4p_rl and L_ebn0_r4p_rl
45 t = -1.7617, df = 34.387, p-value = 0.08701
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48 -1.005550e-03 7.149599e-05
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51 -7.648040 -7.647573
52
53 > t.test (I_ebn0_r4p_rl, L_ebn0_r4p_rl, alternative = "g")
54
55 Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_r4p_rl and L_ebn0_r4p_rl
58 t = -1.7617, df = 34.387, p-value = 0.9565
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61 -0.0009151486 Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64 -7.648040 -7.647573
65
66 > t.test (I_ebn0_r4p_rl, L_ebn0_r4p_rl, alternative = "l")
67
68 Welch Two Sample t-test
69
70 data: I_ebn0_r4p_rl and L_ebn0_r4p_rl
71 t = -1.7617, df = 34.387, p-value = 0.0435
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0

```

```

73 95 percent confidence interval:
74     -Inf -1.890575e-05
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -7.648040 -7.647573
78
79 > t.test (I_pb_r4p_rl, L_pb_r4p_rl, alternative = "t")
80
81 Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_r4p_rl and L_pb_r4p_rl
84 t = -1865.3, df = 21.273, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87 -0.02519242 -0.02513635
88 sample estimates:
89 mean of x mean of y
90 0.000390375 0.025554763
91
92 > t.test (I_pb_r4p_rl, L_pb_r4p_rl, alternative = "g")
93
94 Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_r4p_rl and L_pb_r4p_rl
97 t = -1865.3, df = 21.273, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100 -0.02518759 Inf
101 sample estimates:
102 mean of x mean of y
103 0.000390375 0.025554763
104
105 > t.test (I_pb_r4p_rl, L_pb_r4p_rl, alternative = "l")
106
107 Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_r4p_rl and L_pb_r4p_rl
110 t = -1865.3, df = 21.273, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113     -Inf -0.02514119
114 sample estimates:
115 mean of x mean of y
116 0.000390375 0.025554763

```

4. Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA sin trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras

a) Datos a evaluar

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv.

Tabla 6.4: Archivo SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0_I	E_b/N_0_L	P_b_I	P_b_L
1	1,679826	1,839572	-7,225321	-9,698441	0,081845	0,243968
2	1,680014	1,839840	-7,222922	-9,702162	0,081937	0,244079
3	1,679836	1,839873	-7,222906	-9,699139	0,081790	0,244033
4	1,679834	1,840080	-7,226354	-9,700539	0,081828	0,243674
5	1,680053	1,839755	-7,224981	-9,698134	0,081874	0,243373
6	1,679727	1,839892	-7,226071	-9,700424	0,081715	0,244202
7	1,679696	1,839419	-7,223261	-9,699007	0,081684	0,244230
8	1,679334	1,839687	-7,224833	-9,699760	0,081811	0,243818
9	1,679975	1,839885	-7,225806	-9,700777	0,081933	0,243973
10	1,679655	1,839438	-7,224017	-9,703382	0,081568	0,244139
11	1,679753	1,839909	-7,224294	-9,699285	0,081679	0,243680
12	1,679821	1,839643	-7,222849	-9,698505	0,081756	0,244176
13	1,679854	1,839616	-7,223139	-9,699556	0,081494	0,244204
14	1,679540	1,839978	-7,224410	-9,698437	0,081765	0,243982
15	1,679577	1,839905	-7,225034	-9,701064	0,081741	0,244074
16	1,679510	1,839417	-7,223200	-9,700839	0,082045	0,244226
17	1,679749	1,839949	-7,224551	-9,701427	0,081495	0,243923
18	1,680388	1,840010	-7,226237	-9,701588	0,081918	0,243952
19	1,680191	1,839903	-7,225052	-9,698839	0,081933	0,243569
20	1,679740	1,839786	-7,226964	-9,699586	0,081887	0,243887

b) Script en R para realizar test de hipótesis

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA sin
  # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMA_LFDMA = read.table("SC-IFDMA_vs_SC-LFDMA.csv", header = TRUE, sep=";"
  , na.strings="NA", dec="," , strip.white=TRUE)
4 head(IFDMA_LFDMA)
5 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 4 portadoras.
6 I_papr_r4p_dsf = IFDMA_LFDMA$PAPR_IFDMA_R4P_DSF
7 L_papr_r4p_dsf = IFDMA_LFDMA$PAPR_LFDMA_R4P_DSF
8 I_ebn0_r4p_dsf = IFDMA_LFDMA$Ebn0_IFDMA_R4P_DSF

```

```

9 L_ebn0_r4p_dsf = IFDMA_LFDMA$EbN0_LFDMA_R4P_DSF
10 I_pb_r4p_dsf = IFDMA_LFDMA$Pb_IFDMA_R4P_DSF
11 L_pb_r4p_dsf = IFDMA_LFDMA$Pb_LFDMA_R4P_DSF
12 # Descripcion de los vectores a evaluar.
13 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 4 portadoras.
14 I_papr_r4p_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 4 portadoras empleando SC-IFDMA.
15 L_papr_r4p_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 4 portadoras empleando SC-LFDMA.
16 I_ebn0_r4p_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 4 portadoras empleando SC-IFDMA.
17 L_ebn0_r4p_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 4 portadoras empleando SC-LFDMA.
18 I_pb_r4p_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 4 portadoras empleando SC-IFDMA.
19 L_pb_r4p_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
   frecuencia en 4 portadoras empleando SC-LFDMA.
20 # Desvanecimiento selectivo en frecuencia en 4 portadoras
   _____ #
21 # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA es menor que el
   PAPR de SC-LFDMA.
22 t.test (I_papr_r4p_dsf, L_papr_r4p_dsf, alternative = "t")
23 t.test (I_papr_r4p_dsf, L_papr_r4p_dsf, alternative = "g")
24 t.test (I_papr_r4p_dsf, L_papr_r4p_dsf, alternative = "l")
25 # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA es mayor que la
   EbN0 de SC-LFDMA.
26 t.test (I_ebn0_r4p_dsf, L_ebn0_r4p_dsf, alternative = "t")
27 t.test (I_ebn0_r4p_dsf, L_ebn0_r4p_dsf, alternative = "g")
28 t.test (I_ebn0_r4p_dsf, L_ebn0_r4p_dsf, alternative = "l")
29 # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA es menor que la Pb
   de SC-LFDMA.
30 t.test (I_pb_r4p_dsf, L_pb_r4p_dsf, alternative = "t")
31 t.test (I_pb_r4p_dsf, L_pb_r4p_dsf, alternative = "g")
32 t.test (I_pb_r4p_dsf, L_pb_r4p_dsf, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 > t.test (I_papr_r4p_dsf, L_papr_r4p_dsf, alternative = "t")
2
3   Welch Two Sample t-test
4
5 data: I_papr_r4p_dsf and L_papr_r4p_dsf
6 t = -2273.8, df = 36.805, p-value < 2.2e-16
7 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 95 percent confidence interval:
9   -0.1601167 -0.1598316
10 sample estimates:
11 mean of x mean of y
12   1.679804   1.839778
13
14 > t.test (I_papr_r4p_dsf, L_papr_r4p_dsf, alternative = "g")
15
16   Welch Two Sample t-test
17

```

```

18 data: I_papr_r4p_dsf and L_papr_r4p_dsf
19 t = -2273.8, df = 36.805, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22 -0.1600929 Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25 1.679804 1.839778
26
27 > t.test (I_papr_r4p_dsf, L_papr_r4p_dsf, alternative = "l")
28
29 Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_r4p_dsf and L_papr_r4p_dsf
32 t = -2273.8, df = 36.805, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35 -Inf -0.1598554
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38 1.679804 1.839778
39
40 > t.test (I_ebn0_r4p_dsf, L_ebn0_r4p_dsf, alternative = "t")
41
42 Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_r4p_dsf and L_ebn0_r4p_dsf
45 t = 5795.6, df = 37.62, p-value < 2.2e-16
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48 2.474569 2.476299
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51 -7.224610 -9.700045
52
53 > t.test (I_ebn0_r4p_dsf, L_ebn0_r4p_dsf, alternative = "g")
54
55 Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_r4p_dsf and L_ebn0_r4p_dsf
58 t = 5795.6, df = 37.62, p-value < 2.2e-16
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61 2.474714 Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64 -7.224610 -9.700045
65
66 > t.test (I_ebn0_r4p_dsf, L_ebn0_r4p_dsf, alternative = "l")
67
68 Welch Two Sample t-test
69
70 data: I_ebn0_r4p_dsf and L_ebn0_r4p_dsf
71 t = 5795.6, df = 37.62, p-value = 1
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
73 95 percent confidence interval:

```



```

74      -Inf 2.476155
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -7.224610 -9.700045
78
79 > t.test (I_pb_r4p_dsf, L_pb_r4p_dsf, alternative = "t")
80
81      Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_r4p_dsf and L_pb_r4p_dsf
84 t = -2598.9, df = 32.076, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87  -0.1623003 -0.1620461
88 sample estimates:
89 mean of x mean of y
90 0.0817851 0.2439583
91
92 > t.test (I_pb_r4p_dsf, L_pb_r4p_dsf, alternative = "g")
93
94      Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_r4p_dsf and L_pb_r4p_dsf
97 t = -2598.9, df = 32.076, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100  -0.1622789      Inf
101 sample estimates:
102 mean of x mean of y
103 0.0817851 0.2439583
104
105 > t.test (I_pb_r4p_dsf, L_pb_r4p_dsf, alternative = "l")
106
107      Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_r4p_dsf and L_pb_r4p_dsf
110 t = -2598.9, df = 32.076, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113      -Inf -0.1620675
114 sample estimates:
115 mean of x mean of y
116 0.0817851 0.2439583

```

5. **Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora**

a) **Datos a evaluar**

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv.

Tabla 6.5: Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0_I	E_b/N_0_L	P_b_I	P_b_L
1	1,195904	1,422365	-7,891270	-7,830424	0,000061	0,001534
2	1,195950	1,422081	-7,892347	-7,827940	0,000063	0,001543
3	1,195868	1,421774	-7,891496	-7,828937	0,000062	0,001558
4	1,195836	1,421952	-7,891209	-7,829563	0,000051	0,001543
5	1,195838	1,422010	-7,891699	-7,827987	0,000061	0,001545
6	1,195890	1,422073	-7,891001	-7,828614	0,000055	0,001547
7	1,195856	1,421803	-7,891295	-7,829108	0,000067	0,001587
8	1,195772	1,422146	-7,890854	-7,828467	0,000051	0,001526
9	1,195829	1,422125	-7,891646	-7,829600	0,000064	0,001532
10	1,195659	1,421915	-7,891556	-7,828884	0,000065	0,001529
11	1,195880	1,421969	-7,891154	-7,827527	0,000049	0,001529
12	1,195940	1,421958	-7,890940	-7,828735	0,000059	0,001544
13	1,195893	1,421785	-7,891933	-7,829556	0,000056	0,001533
14	1,195860	1,421550	-7,890708	-7,828371	0,000064	0,001587
15	1,195711	1,421789	-7,892086	-7,829639	0,000043	0,001571
16	1,195859	1,421852	-7,891478	-7,830179	0,000055	0,001562
17	1,195727	1,422055	-7,891422	-7,829556	0,000067	0,001550
18	1,195828	1,422047	-7,891498	-7,829046	0,000052	0,001519
19	1,195818	1,421697	-7,891571	-7,828963	0,000056	0,001555
20	1,195965	1,422242	-7,891396	-7,828852	0,000062	0,001536

b) **Script en R para realizar test de hipótesis**

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA con
   # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMAtrvt_LFDMAtrvt = read.table("SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv",
   # header = TRUE, sep=";", na.strings="NA", dec=".", strip.white=TRUE)
4 head(IFDMAtrvt_LFDMAtrvt)
5 # Vectores con ruido localizado en 1 portadora.
6 I_papr_tr_vt_r1p_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_IFDMA_TR_VT_R1P_RL

```

```

7 | L_papr_tr_vt_rlp_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_LFDMA_TR_VT_R1P_RL
8 | I_ebn0_tr_vt_rlp_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_IFDMA_TR_VT_R1P_RL
9 | L_ebn0_tr_vt_rlp_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_LFDMA_TR_VT_R1P_RL
10 | I_pb_tr_vt_rlp_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_IFDMA_TR_VT_R1P_RL
11 | L_pb_tr_vt_rlp_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_LFDMA_TR_VT_R1P_RL
12 | # Descripcion de los vectores a evaluar.
13 | # Vectores con ruido localizado en 1 portadora.
14 | I_papr_tr_vt_rlp_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 1
    | portadora empleando SC-IFDMA con tr-vt.
15 | L_papr_tr_vt_rlp_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 1
    | portadora empleando SC-LFDMA con tr-vt.
16 | I_ebn0_tr_vt_rlp_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 1
    | portadora empleando SC-IFDMA con tr-vt.
17 | L_ebn0_tr_vt_rlp_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 1
    | portadora empleando SC-LFDMA con tr-vt.
18 | I_pb_tr_vt_rlp_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 1
    | portadora empleando SC-IFDMA con tr-vt.
19 | L_pb_tr_vt_rlp_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 1
    | portadora empleando SC-LFDMA con tr-vt.
20 | # ----- Ruido localizado en 1 portadora ----- #
21 | # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA con tr-vt es
    | menor que el PAPR de SC-LFDMA con tr-vt.
22 | t.test (I_papr_tr_vt_rlp_rl, L_papr_tr_vt_rlp_rl, alternative = "t")
23 | t.test (I_papr_tr_vt_rlp_rl, L_papr_tr_vt_rlp_rl, alternative = "g")
24 | t.test (I_papr_tr_vt_rlp_rl, L_papr_tr_vt_rlp_rl, alternative = "l")
25 | # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA con tr-vt es
    | mayor que la EbN0 de SC-LFDMA con tr-vt.
26 | t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_rl, L_ebn0_tr_vt_rlp_rl, alternative = "t")
27 | t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_rl, L_ebn0_tr_vt_rlp_rl, alternative = "g")
28 | t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_rl, L_ebn0_tr_vt_rlp_rl, alternative = "l")
29 | # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA con tr-vt es menor
    | que la Pb de SC-LFDMA con tr-vt.
30 | t.test (I_pb_tr_vt_rlp_rl, L_pb_tr_vt_rlp_rl, alternative = "t")
31 | t.test (I_pb_tr_vt_rlp_rl, L_pb_tr_vt_rlp_rl, alternative = "g")
32 | t.test (I_pb_tr_vt_rlp_rl, L_pb_tr_vt_rlp_rl, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 | > t.test (I_papr_tr_vt_rlp_rl, L_papr_tr_vt_rlp_rl, alternative = "t")
2 |
3 | Welch Two Sample t-test
4 |
5 | data: I_papr_tr_vt_rlp_rl and L_papr_tr_vt_rlp_rl
6 | t = -4809.5, df = 25.042, p-value < 2.2e-16
7 | alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 | 95 percent confidence interval:
9 | -0.2262120 -0.2260183
10 | sample estimates:
11 | mean of x mean of y
12 | 1.195844 1.421960
13 |
14 | > t.test (I_papr_tr_vt_rlp_rl, L_papr_tr_vt_rlp_rl, alternative = "g")
15 |
16 | Welch Two Sample t-test

```

```

17
18 data: I_papr_tr_vt_rlp_rl and L_papr_tr_vt_rlp_rl
19 t = -4809.5, df = 25.042, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22 -0.2261955 Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25 1.195844 1.421960
26
27 > t.test (I_papr_tr_vt_rlp_rl, L_papr_tr_vt_rlp_rl, alternative = "l")
28
29 Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_tr_vt_rlp_rl and L_papr_tr_vt_rlp_rl
32 t = -4809.5, df = 25.042, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35 -Inf -0.2260349
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38 1.195844 1.421960
39
40 > t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_rl, L_ebn0_tr_vt_rlp_rl, alternative = "t")
41
42 Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_tr_vt_rlp_rl and L_ebn0_tr_vt_rlp_rl
45 t = -330.83, df = 29.511, p-value < 2.2e-16
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48 -0.06281641 -0.06204509
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51 -7.891428 -7.828998
52
53 > t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_rl, L_ebn0_tr_vt_rlp_rl, alternative = "g")
54
55 Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_tr_vt_rlp_rl and L_ebn0_tr_vt_rlp_rl
58 t = -330.83, df = 29.511, p-value = 1
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61 -0.0627512 Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64 -7.891428 -7.828998
65
66 > t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_rl, L_ebn0_tr_vt_rlp_rl, alternative = "l")
67
68 Welch Two Sample t-test
69
70 data: I_ebn0_tr_vt_rlp_rl and L_ebn0_tr_vt_rlp_rl
71 t = -330.83, df = 29.511, p-value < 2.2e-16
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0

```

```

73 95 percent confidence interval:
74     -Inf -0.06211029
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -7.891428 -7.828998
78
79 > t.test (I_pb_tr_vt_rlp_rl, L_pb_tr_vt_rlp_rl, alternative = "t")
80
81 Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_tr_vt_rlp_rl and L_pb_tr_vt_rlp_rl
84 t = -331.89, df = 23.544, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87 -0.001497829 -0.001479296
88 sample estimates:
89 mean of x mean of y
90 5.82375e-05 1.54680e-03
91
92 > t.test (I_pb_tr_vt_rlp_rl, L_pb_tr_vt_rlp_rl, alternative = "g")
93
94 Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_tr_vt_rlp_rl and L_pb_tr_vt_rlp_rl
97 t = -331.89, df = 23.544, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100 -0.001496242 Inf
101 sample estimates:
102 mean of x mean of y
103 5.82375e-05 1.54680e-03
104
105 > t.test (I_pb_tr_vt_rlp_rl, L_pb_tr_vt_rlp_rl, alternative = "l")
106
107 Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_tr_vt_rlp_rl and L_pb_tr_vt_rlp_rl
110 t = -331.89, df = 23.544, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113     -Inf -0.001480883
114 sample estimates:
115 mean of x mean of y
116 5.82375e-05 1.54680e-03

```

6. **Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 1 portadora**

a) **Datos a evaluar**

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv.

Tabla 6.6: Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0_I	E_b/N_0_L	P_b_I	P_b_L
1	1,653194	1,767441	-6,941446	-8,037821	0,038285	0,124052
2	1,653097	1,767598	-6,942420	-8,038047	0,038344	0,123876
3	1,653048	1,767599	-6,944272	-8,038819	0,038323	0,123695
4	1,653164	1,767288	-6,940967	-8,037454	0,038410	0,124157
5	1,652927	1,767552	-6,939156	-8,038552	0,038029	0,123875
6	1,652921	1,767249	-6,942468	-8,038338	0,038369	0,124181
7	1,653151	1,767927	-6,941067	-8,038279	0,038147	0,123777
8	1,652919	1,767615	-6,940502	-8,036724	0,037732	0,123654
9	1,652638	1,767573	-6,940907	-8,038738	0,038276	0,124009
10	1,653012	1,767489	-6,941822	-8,036705	0,038227	0,124011
11	1,653124	1,767770	-6,940985	-8,038875	0,038257	0,123567
12	1,652993	1,767459	-6,942114	-8,037624	0,038269	0,124075
13	1,652998	1,767367	-6,942995	-8,040154	0,038228	0,123940
14	1,652939	1,767925	-6,942305	-8,039873	0,038323	0,123737
15	1,653250	1,767540	-6,941042	-8,039556	0,038080	0,123619
16	1,653497	1,767410	-6,941552	-8,037462	0,038220	0,123391
17	1,652790	1,767354	-6,940845	-8,036694	0,038114	0,123407
18	1,652904	1,767507	-6,941170	-8,039166	0,038226	0,123748
19	1,652872	1,767659	-6,942346	-8,037090	0,038308	0,123752
20	1,653129	1,767268	-6,941640	-8,036909	0,037995	0,123811

b) **Script en R para realizar test de hipótesis**

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA con
  # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMAtrvt_LFDMAtrvt = read.table("SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv",
  # header = TRUE, sep=";", na.strings="NA", dec=".", strip.white=TRUE)
4 head(IFDMAtrvt_LFDMAtrvt)
5 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 1 portadora.
6 I_papr_tr_vt_rlp_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_IFDMA_TR_VT_R1P_DSF
7 L_papr_tr_vt_rlp_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_LFDMA_TR_VT_R1P_DSF
8 I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_IFDMA_TR_VT_R1P_DSF

```

```

9 L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_LFDMA_TR_VT_R1P_DSF
10 I_pb_tr_vt_rlp_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_IFDMA_TR_VT_R1P_DSF
11 L_pb_tr_vt_rlp_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_LFDMA_TR_VT_R1P_DSF
12 # Descripcion de los vectores a evaluar.
13 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 1 portadora.
14 I_papr_tr_vt_rlp_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo
    en frecuencia en 1 portadora empleando SC-IFDMA con tr-vt.
15 L_papr_tr_vt_rlp_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo
    en frecuencia en 1 portadora empleando SC-LFDMA con tr-vt.
16 I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento
    selectivo en frecuencia en 1 portadora empleando SC-IFDMA con tr-vt.
17 L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento
    selectivo en frecuencia en 1 portadora empleando SC-LFDMA con tr-vt.
18 I_pb_tr_vt_rlp_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
    frecuencia en 1 portadora empleando SC-IFDMA con tr-vt.
19 L_pb_tr_vt_rlp_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
    frecuencia en 1 portadora empleando SC-LFDMA con tr-vt.
20 # ----- Desvanecimiento selectivo en frecuencia en 1 portadora
    ----- #
21 # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA con tr-vt es
    menor que el PAPR de SC-LFDMA con tr-vt.
22 t.test (I_papr_tr_vt_rlp_dsf, L_papr_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "t")
23 t.test (I_papr_tr_vt_rlp_dsf, L_papr_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "g")
24 t.test (I_papr_tr_vt_rlp_dsf, L_papr_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "l")
25 # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA con tr-vt es
    mayor que la EbN0 de SC-LFDMA con tr-vt.
26 t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "t")
27 t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "g")
28 t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "l")
29 # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA con tr-vt es menor
    que la Pb de SC-LFDMA con tr-vt.
30 t.test (I_pb_tr_vt_rlp_dsf, L_pb_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "t")
31 t.test (I_pb_tr_vt_rlp_dsf, L_pb_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "g")
32 t.test (I_pb_tr_vt_rlp_dsf, L_pb_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 > t.test (I_papr_tr_vt_rlp_dsf, L_papr_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "t")
2
3   Welch Two Sample t-test
4
5 data:  I_papr_tr_vt_rlp_dsf and L_papr_tr_vt_rlp_dsf
6 t = -1922.7, df = 37.945, p-value < 2.2e-16
7 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 95 percent confidence interval:
9  -0.1146217 -0.1143806
10 sample estimates:
11 mean of x mean of y
12  1.653029  1.767530
13
14 > t.test (I_papr_tr_vt_rlp_dsf, L_papr_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "g")
15
16   Welch Two Sample t-test
17

```

```

18 data: I_papr_tr_vt_rlp_dsf and L_papr_tr_vt_rlp_dsf
19 t = -1922.7, df = 37.945, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22 -0.1146015 Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25 1.653029 1.767530
26
27 > t.test (I_papr_tr_vt_rlp_dsf, L_papr_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "l")
28
29 Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_tr_vt_rlp_dsf and L_papr_tr_vt_rlp_dsf
32 t = -1922.7, df = 37.945, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35 -Inf -0.1144007
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38 1.653029 1.767530
39
40 > t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "t")
41
42 Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf and L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf
45 t = 3241.6, df = 38, p-value < 2.2e-16
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48 1.095858 1.097228
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51 -6.941601 -8.038144
52
53 > t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "g")
54
55 Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf and L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf
58 t = 3241.6, df = 38, p-value < 2.2e-16
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61 1.095973 Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64 -6.941601 -8.038144
65
66 > t.test (I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "l")
67
68 Welch Two Sample t-test
69
70 data: I_ebn0_tr_vt_rlp_dsf and L_ebn0_tr_vt_rlp_dsf
71 t = 3241.6, df = 38, p-value = 1
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
73 95 percent confidence interval:

```



```

74         -Inf 1.097113
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -6.941601 -8.038144
78
79 > t.test (I_pb_tr_vt_rlp_dsf, L_pb_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "t")
80
81 Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_tr_vt_rlp_dsf and L_pb_tr_vt_rlp_dsf
84 t = -1386.8, df = 33.903, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87 -0.08573409 -0.08548316
88 sample estimates:
89 mean of x mean of y
90 0.03820824 0.12381686
91
92 > t.test (I_pb_tr_vt_rlp_dsf, L_pb_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "g")
93
94 Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_tr_vt_rlp_dsf and L_pb_tr_vt_rlp_dsf
97 t = -1386.8, df = 33.903, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100 -0.08571302 Inf
101 sample estimates:
102 mean of x mean of y
103 0.03820824 0.12381686
104
105 > t.test (I_pb_tr_vt_rlp_dsf, L_pb_tr_vt_rlp_dsf, alternative = "l")
106
107 Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_tr_vt_rlp_dsf and L_pb_tr_vt_rlp_dsf
110 t = -1386.8, df = 33.903, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113 -Inf -0.08550423
114 sample estimates:
115 mean of x mean of y
116 0.03820824 0.12381686

```

7. Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia y ganancia selectiva de frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras

a) Datos a evaluar

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv.

Tabla 6.7: Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0_I	E_b/N_0_L	P_b_I	P_b_L
1	1,344590	1,469917	-7,648167	-7,588760	0,000264	0,011792
2	1,344503	1,469843	-7,648287	-7,588582	0,000253	0,011882
3	1,344678	1,470057	-7,648447	-7,587749	0,000276	0,011765
4	1,344873	1,469943	-7,648410	-7,591438	0,000273	0,011970
5	1,344827	1,470274	-7,647741	-7,588107	0,000259	0,011946
6	1,344661	1,470047	-7,647719	-7,589099	0,000267	0,011886
7	1,344615	1,470012	-7,648323	-7,589190	0,000242	0,011886
8	1,344584	1,470083	-7,648294	-7,589060	0,000258	0,011875
9	1,344876	1,469889	-7,647040	-7,589010	0,000247	0,011859
10	1,344572	1,469946	-7,647745	-7,587327	0,000249	0,011836
11	1,344585	1,469946	-7,648376	-7,588169	0,000267	0,011759
12	1,344555	1,469942	-7,648059	-7,587746	0,000249	0,011874
13	1,344748	1,470264	-7,648908	-7,587355	0,000253	0,011809
14	1,344724	1,469949	-7,647471	-7,587876	0,000249	0,011893
15	1,344639	1,470150	-7,648072	-7,588596	0,000279	0,012004
16	1,344499	1,470415	-7,648153	-7,588608	0,000266	0,011874
17	1,344642	1,470292	-7,647840	-7,589192	0,000261	0,011864
18	1,344593	1,470207	-7,648169	-7,588431	0,000260	0,011873
19	1,344539	1,470179	-7,647694	-7,588509	0,000242	0,011870
20	1,344669	1,470342	-7,647914	-7,587485	0,000269	0,011854

b) Script en R para realizar test de hipótesis

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA con
   # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMAtrvt_LFDMAtrvt = read.table("SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv",
   # header = TRUE, sep=";", na.strings="NA", dec=".", strip.white=TRUE)
4 head(IFDMAtrvt_LFDMAtrvt)
5 # Vectores con ruido localizado en 4 portadoras.
6 I_papr_tr_vt_r4p_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_IFDMA_TR_VT_R4P_RL

```

```

7 | L_papr_tr_vt_r4p_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_LFDMA_TR_VT_R4P_RL
8 | I_ebn0_tr_vt_r4p_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_IFDMA_TR_VT_R4P_RL
9 | L_ebn0_tr_vt_r4p_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_LFDMA_TR_VT_R4P_RL
10 | I_pb_tr_vt_r4p_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_IFDMA_TR_VT_R4P_RL
11 | L_pb_tr_vt_r4p_rl = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_LFDMA_TR_VT_R4P_RL
12 | # Descripcion de los vectores a evaluar.
13 | # Vectores con ruido localizado en 4 portadoras.
14 | I_papr_tr_vt_r4p_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 4
    |   portadoras empleando SC-IFDMA con tr-vt.
15 | L_papr_tr_vt_r4p_rl #Vector de PAPR promedio con ruido localizado en 4
    |   portadoras empleando SC-LFDMA con tr-vt.
16 | I_ebn0_tr_vt_r4p_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 4
    |   portadoras empleando SC-IFDMA con tr-vt.
17 | L_ebn0_tr_vt_r4p_rl #Vector de Eb/N0 promedio con ruido localizado en 4
    |   portadoras empleando SC-LFDMA con tr-vt.
18 | I_pb_tr_vt_r4p_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 4
    |   portadoras empleando SC-IFDMA con tr-vt.
19 | L_pb_tr_vt_r4p_rl #Vector de Pb promedio con ruido localizado en 4
    |   portadoras empleando SC-LFDMA con tr-vt.
20 | # ----- Ruido localizado en 4 portadoras ----- #
21 | # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA con tr-vt es
    |   menor que el PAPR de SC-LFDMA con tr-vt.
22 | t.test (I_papr_tr_vt_r4p_rl, L_papr_tr_vt_r4p_rl, alternative = "t")
23 | t.test (I_papr_tr_vt_r4p_rl, L_papr_tr_vt_r4p_rl, alternative = "g")
24 | t.test (I_papr_tr_vt_r4p_rl, L_papr_tr_vt_r4p_rl, alternative = "l")
25 | # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA con tr-vt es
    |   igual que la EbN0 de SC-LFDMA con tr-vt.
26 | t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_rl, L_ebn0_tr_vt_r4p_rl, alternative = "t")
27 | t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_rl, L_ebn0_tr_vt_r4p_rl, alternative = "g")
28 | t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_rl, L_ebn0_tr_vt_r4p_rl, alternative = "l")
29 | # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA con tr-vt es menor
    |   que la Pb de SC-LFDMA con tr-vt.
30 | t.test (I_pb_tr_vt_r4p_rl, L_pb_tr_vt_r4p_rl, alternative = "t")
31 | t.test (I_pb_tr_vt_r4p_rl, L_pb_tr_vt_r4p_rl, alternative = "g")
32 | t.test (I_pb_tr_vt_r4p_rl, L_pb_tr_vt_r4p_rl, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 | > t.test (I_papr_tr_vt_r4p_rl, L_papr_tr_vt_r4p_rl, alternative = "t")
2 |
3 |   Welch Two Sample t-test
4 |
5 | data: I_papr_tr_vt_r4p_rl and L_papr_tr_vt_r4p_rl
6 | t = -2765.9, df = 32.896, p-value < 2.2e-16
7 | alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 | 95 percent confidence interval:
9 |  -0.1255284 -0.1253439
10 | sample estimates:
11 | mean of x mean of y
12 |  1.344649  1.470085
13 |
14 | > t.test (I_papr_tr_vt_r4p_rl, L_papr_tr_vt_r4p_rl, alternative = "g")
15 |
16 |   Welch Two Sample t-test

```

```

17
18 data: I_papr_tr_vt_r4p_rl and L_papr_tr_vt_r4p_rl
19 t = -2765.9, df = 32.896, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22   -0.1255129      Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25   1.344649   1.470085
26
27 > t.test (I_papr_tr_vt_r4p_rl, L_papr_tr_vt_r4p_rl, alternative = "l")
28
29   Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_tr_vt_r4p_rl and L_papr_tr_vt_r4p_rl
32 t = -2765.9, df = 32.896, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35   -Inf -0.1253594
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38   1.344649   1.470085
39
40 > t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_rl, L_ebn0_tr_vt_r4p_rl, alternative = "t")
41
42   Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_tr_vt_r4p_rl and L_ebn0_tr_vt_r4p_rl
45 t = -264.02, df = 26.261, p-value < 2.2e-16
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48   -0.05999036 -0.05906392
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51   -7.648042  -7.588515
52
53 > t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_rl, L_ebn0_tr_vt_r4p_rl, alternative = "g")
54
55   Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_tr_vt_r4p_rl and L_ebn0_tr_vt_r4p_rl
58 t = -264.02, df = 26.261, p-value = 1
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61   -0.05991155      Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64   -7.648042  -7.588515
65
66 > t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_rl, L_ebn0_tr_vt_r4p_rl, alternative = "l")
67
68   Welch Two Sample t-test
69
70 data: I_ebn0_tr_vt_r4p_rl and L_ebn0_tr_vt_r4p_rl
71 t = -264.02, df = 26.261, p-value < 2.2e-16
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0

```

```

73 95 percent confidence interval:
74     -Inf -0.05914273
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -7.648042 -7.588515
78
79 > t.test (I_pb_tr_vt_r4p_rl, L_pb_tr_vt_r4p_rl, alternative = "t")
80
81 Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_tr_vt_r4p_rl and L_pb_tr_vt_r4p_rl
84 t = -843.58, df = 20.254, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87 -0.01163812 -0.01158075
88 sample estimates:
89     mean of x     mean of y
90 0.0002593125 0.0118687500
91
92 > t.test (I_pb_tr_vt_r4p_rl, L_pb_tr_vt_r4p_rl, alternative = "g")
93
94 Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_tr_vt_r4p_rl and L_pb_tr_vt_r4p_rl
97 t = -843.58, df = 20.254, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100 -0.01163316      Inf
101 sample estimates:
102     mean of x     mean of y
103 0.0002593125 0.0118687500
104
105 > t.test (I_pb_tr_vt_r4p_rl, L_pb_tr_vt_r4p_rl, alternative = "l")
106
107 Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_tr_vt_r4p_rl and L_pb_tr_vt_r4p_rl
110 t = -843.58, df = 20.254, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113     -Inf -0.01158572
114 sample estimates:
115     mean of x     mean of y
116 0.0002593125 0.0118687500

```

8. Test de hipótesis que compara SC-IFDMA con SC-LFDMA con trellis-viterbi en un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia usando ruido AWGN en 4 portadoras

a) Datos a evaluar

Los datos de los promedios de PAPR, E_b/N_0 y P_b de cada muestra son colocados en el archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv.

Tabla 6.8: Archivo SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv

Muestra	PAPR_I	PAPR_L	E_b/N_0_I	E_b/N_0_L	P_b_I	P_b_L
1	1,680441	1,838922	-7,225183	-9,665187	0,065657	0,290966
2	1,680200	1,837913	-7,226333	-9,663756	0,065584	0,291551
3	1,680148	1,838475	-7,227811	-9,665417	0,065822	0,290718
4	1,679826	1,838517	-7,227019	-9,665309	0,065611	0,291229
5	1,680410	1,838441	-7,226150	-9,663330	0,065495	0,290796
6	1,680162	1,838514	-7,226527	-9,664145	0,065865	0,291051
7	1,679747	1,838159	-7,226054	-9,663422	0,065490	0,291038
8	1,680063	1,838340	-7,225892	-9,664656	0,065517	0,291513
9	1,680143	1,838414	-7,227511	-9,664931	0,065630	0,291240
10	1,680166	1,838341	-7,227720	-9,664187	0,065353	0,291376
11	1,680638	1,838229	-7,226644	-9,663179	0,065555	0,290959
12	1,679879	1,838330	-7,226763	-9,664365	0,065640	0,291562
13	1,680073	1,838268	-7,226959	-9,665176	0,065629	0,291250
14	1,680214	1,837943	-7,226305	-9,666984	0,065643	0,291385
15	1,680318	1,838138	-7,226219	-9,664266	0,065414	0,291052
16	1,680152	1,838369	-7,227104	-9,663984	0,065723	0,291603
17	1,680150	1,838314	-7,226833	-9,664754	0,065353	0,291374
18	1,680110	1,838305	-7,225373	-9,664810	0,065624	0,291286
19	1,679915	1,837966	-7,226545	-9,665563	0,065528	0,290998
20	1,679814	1,838099	-7,226238	-9,663778	0,065463	0,291660

b) Script en R para realizar test de hipótesis

El script en R que evalúa los datos del archivo .csv anterior es: EVALUACION_R_SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.R.

```

1 # Script para evaluar el test de hipotesis de SC-IFDMA y SC-LFDMA con
  # trellis-viterbi.
2 # Leer datos en .csv.
3 IFDMAtrvt_LFDMAtrvt = read.table("SC-IFDMA_TR_VT_vs_SC-LFDMA_TR_VT.csv",
  # header = TRUE, sep=";", na.strings="NA", dec=".", strip.white=TRUE)
4 head(IFDMAtrvt_LFDMAtrvt)
5 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 4 portadoras.
6 I_papr_tr_vt_r4p_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_IFDMA_TR_VT_R4P_DSF
7 L_papr_tr_vt_r4p_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$PAPR_LFDMA_TR_VT_R4P_DSF
8 I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_IFDMA_TR_VT_R4P_DSF

```

```

9 L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$EbN0_LFDMA_TR_VT_R4P_DSF
10 I_pb_tr_vt_r4p_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_IFDMA_TR_VT_R4P_DSF
11 L_pb_tr_vt_r4p_dsf = IFDMAtrvt_LFDMAtrvt$Pb_LFDMA_TR_VT_R4P_DSF
12 # Descripcion de los vectores a evaluar.
13 # Vectores con desvanecimiento selectivo en frecuencia en 4 portadoras.
14 I_papr_tr_vt_r4p_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo
    en frecuencia en 4 portadoras empleando SC-IFDMA con tr-vt.
15 L_papr_tr_vt_r4p_dsf #Vector de PAPR promedio con desvanecimiento selectivo
    en frecuencia en 4 portadoras empleando SC-LFDMA con tr-vt.
16 I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento
    selectivo en frecuencia en 4 portadoras empleando SC-IFDMA con tr-vt.
17 L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf #Vector de Eb/N0 promedio con desvanecimiento
    selectivo en frecuencia en 4 portadoras empleando SC-LFDMA con tr-vt.
18 I_pb_tr_vt_r4p_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
    frecuencia en 4 portadoras empleando SC-IFDMA con tr-vt.
19 L_pb_tr_vt_r4p_dsf #Vector de Pb promedio con desvanecimiento selectivo en
    frecuencia en 4 portadoras empleando SC-LFDMA con tr-vt.
20 # ----- Desvanecimiento selectivo en frecuencia en 4 portadoras
    ----- #
21 # Test de hipotesis para comprobar si el PAPR de SC-IFDMA con tr-vt es
    menor que el PAPR de SC-LFDMA con tr-vt.
22 t.test (I_papr_tr_vt_r4p_dsf, L_papr_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "t")
23 t.test (I_papr_tr_vt_r4p_dsf, L_papr_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "g")
24 t.test (I_papr_tr_vt_r4p_dsf, L_papr_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "l")
25 # Test de hipotesis para comprobar si la EbN0 de SC-IFDMA con tr-vt es
    igual que la EbN0 de SC-LFDMA con tr-vt.
26 t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "t")
27 t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "g")
28 t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "l")
29 # Test de hipotesis para comprobar si la Pb de SC-IFDMA con tr-vt es menor
    que la Pb de SC-LFDMA con tr-vt.
30 t.test (I_pb_tr_vt_r4p_dsf, L_pb_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "t")
31 t.test (I_pb_tr_vt_r4p_dsf, L_pb_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "g")
32 t.test (I_pb_tr_vt_r4p_dsf, L_pb_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "l")

```

c) Resultados en R

Los resultados observados en la consola de R se muestran en las siguientes imágenes:

```

1 > t.test (I_papr_tr_vt_r4p_dsf, L_papr_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "t")
2
3   Welch Two Sample t-test
4
5 data:  I_papr_tr_vt_r4p_dsf and L_papr_tr_vt_r4p_dsf
6 t = -2195.2, df = 37.917, p-value < 2.2e-16
7 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
8 95 percent confidence interval:
9  -0.1583173 -0.1580255
10 sample estimates:
11 mean of x mean of y
12  1.680129  1.838300
13
14 > t.test (I_papr_tr_vt_r4p_dsf, L_papr_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "g")
15
16   Welch Two Sample t-test
17

```

```

18 data: I_papr_tr_vt_r4p_dsf and L_papr_tr_vt_r4p_dsf
19 t = -2195.2, df = 37.917, p-value = 1
20 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
21 95 percent confidence interval:
22 -0.1582929 Inf
23 sample estimates:
24 mean of x mean of y
25 1.680129 1.838300
26
27 > t.test (I_papr_tr_vt_r4p_dsf, L_papr_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "l")
28
29 Welch Two Sample t-test
30
31 data: I_papr_tr_vt_r4p_dsf and L_papr_tr_vt_r4p_dsf
32 t = -2195.2, df = 37.917, p-value < 2.2e-16
33 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
34 95 percent confidence interval:
35 -Inf -0.1580499
36 sample estimates:
37 mean of x mean of y
38 1.680129 1.838300
39
40 > t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "t")
41
42 Welch Two Sample t-test
43
44 data: I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf and L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf
45 t = 9494.2, df = 35.376, p-value < 2.2e-16
46 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
47 95 percent confidence interval:
48 2.437480 2.438522
49 sample estimates:
50 mean of x mean of y
51 -7.226559 -9.664560
52
53 > t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "g")
54
55 Welch Two Sample t-test
56
57 data: I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf and L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf
58 t = 9494.2, df = 35.376, p-value < 2.2e-16
59 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
60 95 percent confidence interval:
61 2.437567 Inf
62 sample estimates:
63 mean of x mean of y
64 -7.226559 -9.664560
65
66 > t.test (I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "l")
67
68 Welch Two Sample t-test
69
70 data: I_ebn0_tr_vt_r4p_dsf and L_ebn0_tr_vt_r4p_dsf
71 t = 9494.2, df = 35.376, p-value = 1
72 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
73 95 percent confidence interval:

```



```

74         -Inf 2.438434
75 sample estimates:
76 mean of x mean of y
77 -7.226559 -9.664560
78
79 > t.test (I_pb_tr_vt_r4p_dsf, L_pb_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "t")
80
81 Welch Two Sample t-test
82
83 data: I_pb_tr_vt_r4p_dsf and L_pb_tr_vt_r4p_dsf
84 t = -3293.2, df = 27.71, p-value < 2.2e-16
85 alternative hypothesis: true difference in means is not equal to 0
86 95 percent confidence interval:
87 -0.2257910 -0.2255102
88 sample estimates:
89 mean of x mean of y
90 0.06557999 0.29123059
91
92 > t.test (I_pb_tr_vt_r4p_dsf, L_pb_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "g")
93
94 Welch Two Sample t-test
95
96 data: I_pb_tr_vt_r4p_dsf and L_pb_tr_vt_r4p_dsf
97 t = -3293.2, df = 27.71, p-value = 1
98 alternative hypothesis: true difference in means is greater than 0
99 95 percent confidence interval:
100 -0.2257672 Inf
101 sample estimates:
102 mean of x mean of y
103 0.06557999 0.29123059
104
105 > t.test (I_pb_tr_vt_r4p_dsf, L_pb_tr_vt_r4p_dsf, alternative = "l")
106
107 Welch Two Sample t-test
108
109 data: I_pb_tr_vt_r4p_dsf and L_pb_tr_vt_r4p_dsf
110 t = -3293.2, df = 27.71, p-value < 2.2e-16
111 alternative hypothesis: true difference in means is less than 0
112 95 percent confidence interval:
113 -Inf -0.225534
114 sample estimates:
115 mean of x mean of y
116 0.06557999 0.29123059

```