

Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ciencias

Cuerpo Académico de Telecomunicaciones

***ESTIMACIÓN DE CANAL PARA SISTEMAS DE
COMUNICACIONES VEHICULARES DE CORTO
ALCANCE BASADOS EN EL ESTÁNDAR
IEEE 802.11p***

TESIS

para obtener el grado de:

Maestría en Ingeniería Electrónica
con Orientación en Telecomunicaciones

Presenta:

Ing. José Jimmy Jaime Rodríguez

© José Jimmy Jaime Rodríguez, 2014

Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ciencias

Cuerpo Académico de Telecomunicaciones

Los miembros del comité de tesis recomiendan la aceptación de la tesis de José Jimmy Jaime Rodríguez como un cumplimiento parcial de los requisitos para obtener el grado de:

Maestría en Ingeniería Electrónica

con Orientación en Telecomunicaciones

Dr. Carlos Adrián Gutiérrez Díaz
de León
Asesor

Dr. Ulises Pineda Rico
Co-asesor

Dra. Elvia Ruth Palacios
Hernández
Sinodal

Dr. Javier Flavio Vigueras Gómez
Sinodal

Dr. Enrique Stevens Navarro
Sinodal

Enero 2014

Con cariño y amor:

A mis padres, por confiar en mí y porque me sacaron adelante, dándome el mejor ejemplo de superación y entrega. Gracias por sus consejos y palabras sabias.

A Dios, por siempre acompañarme y darme fortaleza para continuar cuando a punto de caer he estado. Gracias por permitirme el haber llegado hasta este momento tan importante de mi formación profesional.

Agradecimientos

Principalmente a mis padres, a mis hermanos y hermana, que siempre estuvieron impulsándome en los momentos más difíciles, y porque el orgullo que sienten por mí, me hizo ir hasta el final. Va por ustedes, por lo que valen, porque admiro su fortaleza y por lo que han hecho de mí.

A todos mis profesores por sus valiosas clases. Quedo especialmente agradecido con mis dos asesores de tesis, el Dr. Carlos Adrián Gutiérrez Díaz de León y el Dr. Ulises Pineda Rico, por brindarme la oportunidad de trabajar en este proyecto. Gracias por su dirección, ayuda, comentarios, correcciones, pero sobre todo gracias por la confianza y el apoyo en todo momento.

A mis compañeros y amigos de maestría de mi generación y de otras generaciones, y a mis compañeros y amigos de laboratorio gracias por sus consejos, ayuda y por todas sus ocurrencias.

Gracias a CONACyT por ser beneficiario de una de sus becas (CVU/Becario: 442741/269190). Finalmente, este trabajo de investigación fue financiado en parte por la Secretaría de Educación Pública a través del Programa para el Mejoramiento del Profesorado (PROMEP/103.5/12/3953)

¡Gracias... Totales! ¹

José Jimmy Jaime Rodríguez

*Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Enero 2014*

¹Frase de Gustavo Cerati último concierto Soda Stereo

ESTIMACIÓN DE CANAL PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES VEHICULARES DE CORTO ALCANCE BASADOS EN EL ESTÁNDAR IEEE 802.11p

José Jimmy Jaime Rodríguez
Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2014

Resumen

A través de los años el crecimiento de los sistemas de transporte ha traído como consecuencia un aumento en los niveles de contaminación y un gran número de fatalidades ocasionadas por accidentes vehiculares. La seguridad vial y optimización del tráfico se han convertido gradualmente en 2 de los objetivos primordiales por parte de las autoridades gubernamentales encargadas de la infraestructura vehicular. Actualmente gobiernos de distintas partes del mundo en conjunto con empresas automotrices se encuentran enfocados en desarrollar sistemas de transporte inteligentes (STI) para poner al alcance de los usuarios aplicaciones y sistemas de seguridad que les permitan la comunicación entre vehículos y entre vehículos e infraestructura para viajar de manera más rápida y segura hasta su destino. Debido a que dichas aplicaciones se pretende que sean usadas en cuestiones de seguridad vial, requieren una red de comunicaciones que sea confiable y eficiente.

En este proyecto de tesis se presenta un estudio sobre el problema de la estimación de canal para sistemas de comunicaciones vehiculares con tecnología de comunicaciones dedicadas de corto alcance (DSRC, por sus siglas en inglés) basados en el estándar IEEE 802.11p. Se realiza una revisión de las especificaciones definidas en el estándar IEEE 802.11p para la capa física (PHY) y subcapa de control de acceso al medio (MAC, por sus siglas en inglés) para los sistemas con tecnología DSRC. Se discuten los problemas ocasionados por la propagación de señales inalámbricas en entornos vehiculares y una solución que permita mitigar dichos problemas mediante el uso de multiplexión por división de frecuencias ortogonales (OFDM, por sus siglas en inglés).

Para facilitar el diseño y evaluación de técnicas de estimación adecuadas para sistemas de comunicaciones vehiculares basados en tecnología DSRC se propone un nuevo método de simulación para canales de banda ancha con propiedades de correlación en el espacio y en la frecuencia definidas por el usuario. Además, se explica el procedimiento para la simulación de un transceptor OFDM basado en las especificaciones del estándar IEEE 802.11p.

Utilizando las herramientas de simulación desarrolladas en este proyecto de tesis, se analizan las prestaciones de dos técnicas de estimación de canal que están siendo consideradas para su implementación en tarjetas 802.11p comerciales: La técnica de estimación por Mínimos Cuadrados (técnica LS, por sus siglas en inglés), y la técnica de Promediado en Tiempo y Frecuencia (técnica STA, por sus siglas en inglés).

Como resultado del análisis pudimos comprobar que el estimador LS tiene una baja complejidad, pero no cumple con un buen desempeño en un sistema de comunicaciones vehiculares. Por otro lado, la técnica STA cumple con un mejor desempeño y su complejidad no es muy alta, pero es poco flexible cuando las condiciones del ambiente de propagación de la señal cambian. Por ello, se recomienda seguir investigando el tema para desarrollar una técnica de estimación adecuada y flexible para sistemas de comunicaciones vehiculares donde el medio de transmisión es altamente variante en el tiempo.

Índice General

Lista de Figuras	III
Lista de Tablas	V
Lista de Acrónimos	VIII
Capítulo 1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Descripción del problema	4
1.3. Trabajo Relacionado	4
1.4. Objetivo General	5
1.4.1. Objetivos Específicos	6
1.5. Metodología	6
1.6. Contribución de la Tesis	7
1.7. Organización de la Tesis	7
Capítulo 2. Canal Inalámbrico y Simulador de Canal	9
2.1. Introducción	9
2.2. Ondas Electromagnéticas	10
2.3. Mecanismos de Propagación	11
2.3.1. Reflexión	11
2.3.2. Refracción	12
2.3.3. Difracción	13
2.4. Clasificación de Canales de Propagación	15
2.4.1. Propagación a Gran Escala	15
2.4.2. Propagación a Pequeña Escala	17
2.5. Descripción de un Canal con Desvanecimientos por Multitrayectoria	17
2.6. Modelo WSSUS	19
2.7. Simulador de Canal Propuesto	21
2.7.1. Descripción del Simulador	22
2.7.2. Ejemplos de Resultados en el Simulador	27
2.7.3. Conclusiones	30

Capítulo 3. Principios Básicos de OFDM y Estándar 802.11p	33
3.1. Modelo de Señal OFDM	33
3.2. Ventajas de OFDM	38
3.3. Problemas de OFDM	39
3.4. Introducción al Estándar 802.11p	40
3.4.1. Descripción de la Capa Física	40
3.4.2. Subcapa PMD	41
3.4.3. Subcapa PLCP	42
3.5. Simulador Transceptor OFDM	46
3.5.1. Simulador del Modulador	47
3.5.2. Simulador del Canal AWGN	50
3.5.3. Simulador del Canal Multiplicativo	51
3.5.4. Simulador del Demodulador	53
3.6. Conclusiones	56
Capítulo 4. Técnicas de Estimación de Canal para Sistemas con Tecnología DSRC	57
4.1. Introducción a las Técnicas de Estimación	58
4.2. Estimador LS	60
4.2.1. Simulación Estimador LS	61
4.3. Estimador STA	69
4.3.1. Simulación Estimador STA	71
4.3.2. Resultados de la Simulación	74
4.3.3. Conclusiones	75
Capítulo 5. Conclusiones	79
5.1. Trabajo Futuro	80
Bibliografía	83

Lista de Figuras

2.1. Trayectorias de Propagación	11
2.2. Reflexión	12
2.3. Refracción	13
2.4. Difracción	14
2.5. Mecanismos de Propagación	14
2.6. PDF Von Mises	24
2.7. ACF Von Mises	24
2.8. FCF del PDP	25
2.9. PDP con caída exponencial de un símbolo OFDM	25
2.10. IR para 5 ventanas de observación en el tiempo (intervalos de observación de $6.4 \mu s$.)	27
2.11. TF para 1000 ventanas de observación (intervalo de observación total de 6.4 ms)	27
2.12. TF 3D para $v = 5$ km/h	28
2.13. TF 3D para $v = 25$ km/h	29
2.14. TF 3D para $v = 150$ km/h	29
2.15. TF 3D Escenario Isotrópico y No-Isotrópico	30
3.1. Modulador OFDM	34
3.2. Técnica zero padding y prefijo cíclico $T_g = 16$	39
3.3. Estructura del Espectro en el Estándar 802.11p	42
3.4. Mapeo de subportadoras para $W = 10$ MHz del estándar 802.11p	43
3.5. Espectro Símbolo OFDM de $T_{OFDM} = 6.4 \mu s$ del estándar 802.11p	43
3.6. Estructura Preámbulo para el Entrenamiento en el Estándar 802.11p.	44
3.7. Asignación de bits para el campo SEÑAL	45
3.8. Formato Paquete de Datos 802.11p en un ancho de banda de 10 MHz	45
3.9. Diagrama de Bloques Transceptor OFDM	46
3.10. Diagramas polares para BPSK y QPSK	49
3.11. Espectro símbolo OFDM simulación	51
3.12. Diagramas polares para BPSK y QPSK contaminados con AWGN	52
3.13. Diagramas polares para BPSK y QPSK distorsionados por el canal	53

3.14. Diagramas polares para BPSK y QPSK con igualación de canal	54
3.15. Curvas de Desempeño sobre Canal AWGN y sobre un canal Multiplicativo	56
4.1. Patrón de Subportadoras Piloto	59
4.2. Diagrama de flujo estimador LS	61
4.3. Patrón de entrenamiento para el estimador LS	62
4.4. TF 5 km/h	65
4.5. TF 25 km/h	65
4.6. TF 150 km/h	66
4.7. Desempeño Estimador LS con Velocidad y Frecuencia Portadora Variables	66
4.8. TF con FL Variable	67
4.9. Desempeño Estimador LS con FL Variable	68
4.10. TF Escenario no-Isotrópico	69
4.11. Desempeño Estimador LS en un Escenario no-Isotrópico	70
4.12. Diagrama de flujo estimador STA	71
4.13. Patrón de entrenamiento para el estimador STA	72
4.14. TF Estimador STA en un Escenario Isotrópico	76
4.15. Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario Isotrópico $\mu = 0$ y $\kappa = 0$	77
4.16. Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario no-Isotrópico $\mu = 0$ y $\kappa = 5$	77
4.17. Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario no-Isotrópico $\mu = 0$ y $\kappa = 20$	78
4.18. Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario no-Isotrópico $\mu = 90$ y $\kappa = 20$	78

Lista de Tablas

1.1. Protocolos que componen la estructura del sistema de comunicaciones WAVE.	3
3.1. Velocidad de Datos para un Canal 802.11p de 10 MHz	41
3.2. Parámetros Básicos para un canal IEEE 802.11p de 10 MHz usando OFDM	42
3.3. Codificación para BPSK y QPSK	48
4.1. Frecuencia máxima Doppler (f_{max}) según la velocidad relativa entre los móviles.	64

Lista de Acrónimos

ACF	Autocorrelation Function
AOA	Angle of Arrival
AVS	Average Doppler Shift
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BEM	Basis Expansion Model
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CCH	Control Channels
D/A	Digital a Analógico
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAC	Digital to Analog Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
DOT	Department of Transportation of America
DS	Delay Spread
DSP	Digital Signal Processor
DSRC	Dedicated Short-Range Communications
DVB	Digital Video Broadcasting
FCC	Federal Communications Commission
FCF	Frequency Correlation Function
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FL	Frame Length
FT	Fourier Transform
HPA	High Power Amplifier
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
IR	Impulse Response
ISI	Inter-Symbol Interference
ITSA	Intelligent Transportation Society of America
IVHS	Intelligent Vehicle Highway Systems
LOS	Line of Sight

LS	Least Squares
LSB	Least Significant Bit
MAC	Medium Access Control
MSB	Most Significant Bit
NHTSA	National Highway Traffic Safety Administration
NRZ	No return to Zero
OBU	Onboard Unit
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	Open System Interconnection
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PDF	Probability Density Function
PDP	Power Delay Profile
PHY	Physical layer
PLCP	Physical Layer Convergence Procedure
PMD	Physical Medium Dependent
PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radio Frequency
RSU	Roadside Unit
Rx	Receptor
SCH	Service Channels
SNR	Signal to Noise Ratio
STA	Spectral-Temporal Averaging
STI	Sistema de Transporte Inteligente
TEM	Transverse Electromagnetic
TF	Transfer Function
Tx	Transmisor
UHF	Ultra High Frequency
V2I	Vehicle to Infrastructure
V2V	Vehicle to Vehicle
VM	Von Mises
WAVE	Wireless Access in Vehicular Environments
WBSS	WAVE Basic Service Sets
Wi-Fi	Wireless-Fidelity Technology
WLAN	Wireless Local Area Network
WSSUS	Wide Sense Stationary-and-Uncorrelated Scattering
ZF	Zero Forcing
2D	Bidimensional
3D	Tridimensional

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

Los sistemas de transporte han crecido de una manera muy importante alrededor del mundo, lo cual ha traído como consecuencia un mayor número de accidentes vehiculares y altos índices de contaminación. Ante este tipo de circunstancias, distintos gobiernos del mundo han propuesto desarrollar nuevas tecnologías que permitan la comunicación entre vehículos, así como también entre vehículos y la infraestructura instalada a lo largo del camino, es decir, proponen la creación STIs contruidos sobre una plataforma de comunicaciones vehiculares.

Los retos más importantes para lograr el intercambio de información en el sistema de comunicación vehicular son principalmente dos: El primero es garantizar la interoperabilidad entre las distintas tecnologías y el segundo, diseñar una red de comunicación que sea confiable y eficiente [1].

Distintos gobiernos en el mundo están impulsando el diseño de STIs con el apoyo de empresas automotrices para desarrollar equipamiento y aplicaciones de seguridad que permitan tener una mejor organización y control del tránsito vehicular. Esto, por ejemplo, para que dos vehículos se puedan comunicar para alertar sobre peligros en el camino tales como problemas de bacheo, objetos extraños a lo largo del trayecto, accidentes, congestiones viales, proporcionar información sobre condiciones adversas del clima, rutas para llegar de forma más rápida a nuestro destino e incluso también facilitar aplicaciones de entretenimiento para los usuarios que esten viajando como pasajeros.

Debido a la importancia y necesidad de crear la red de comunicaciones y las aplicaciones de seguridad para el sistema de transporte vehicular, en 1991 el Congreso de los Estados Unidos creó el programa de Sistemas Inteligentes para Vehículos y Autopistas (IVHS, por sus siglas en inglés). Los organismos designados para llevar a cabo este programa fueron el Departamento de Transporte de Estados Unidos (DOT, por sus siglas en inglés) asistidos por la Sociedad de Transportes Inteligentes de América (ITSA, por sus siglas en inglés), los cuales desarrollaron un marco de procedimientos para los STIs. En 1997 la ITSA pidió una concesión de 75 MHz de ancho de banda a la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC,

por sus siglas en inglés) de los Estados Unidos para operar en la banda de los 5.9 GHz y alojar las comunicaciones para los STIs. Esta concesión fue otorgada en octubre de 1999, recibiendo 75 MHz de espectro en la banda de los 5.85 - 5.925 GHz.

Para poder garantizar la interoperabilidad entre las distintas tecnologías para las comunicaciones vehiculares, la ITSA propuso la adopción de un mismo estándar para la capa PHY y la subcapa MAC para la arquitectura de los STIs. La elaboración de dicho estándar estuvo a cargo de la Sociedad Americana de Pruebas y Materiales, la cual tomó como base el estándar para comunicaciones inalámbricas de área local (WLAN, por sus siglas en inglés) IEEE 802.11. En 2004, el grupo de trabajo IEEE 802.11p comenzó a desarrollar las especificaciones para ambientes vehiculares en forma de enmienda, las cuales se conocen popularmente como estándar 802.11p. Además, con el propósito de desarrollar las especificaciones para las capas adicionales del marco de referencia OSI, se estableció el grupo de trabajo 1609.x. Colectivamente, las especificaciones desarrolladas por ambos grupos se conocen como Estándar para Acceso Inalámbrico en Ambientes Vehiculares (WAVE, por sus siglas en inglés). En la Tabla 1.1 se muestra la organización de los protocolos que forman la estructura del sistema de comunicaciones WAVE [2].

Un sistema WAVE se compone de unidades instaladas en la infraestructura del camino (RSU, por sus siglas en inglés), que usualmente están colocadas en semáforos, señales viales, etc. Además, el sistema WAVE también está compuesto por dispositivos alojados en el vehículo (OBU, por sus siglas en inglés) [3]. Los RSUs y OBUs operan de manera independiente e intercambian información sobre un canal fijo de comunicación llamado Canal de Control (CCH, por sus siglas en inglés). Las unidades también se pueden organizar en pequeñas redes en un esquema identificado como Conjunto de Servicios Básicos para WAVE (WBSS, por sus siglas en inglés). Las redes WBSS pueden estar formadas sólo por OBUs o mezclar OBUs y RSUs. Todos los miembros de una red particular WBSS intercambian información a través de varios radio canales conocidos como Canales de Servicio (SCH, por sus siglas en inglés). A través del portal apropiado una red WBSS puede incluso conectarse a una red con área de cobertura amplia [2] [4].

Al tener un marco de referencia para el desarrollo de las comunicaciones vehiculares basados en las especificaciones WAVE, grupos de trabajo en distintas partes del mundo están proponiendo el uso de la tecnología DSRC para implementar los STIs, principalmente porque un sistema con DSRC tiene el potencial de soportar las aplicaciones necesarias que requieren los sistemas de transporte para la comunicación de vehículo a vehículo (V2V, por sus siglas en inglés) y de vehículo a infraestructura (V2I, por sus siglas en inglés), y además, hacen uso de las especificaciones del estándar 802.11p para un sistema WAVE en su capa PHY y subcapa MAC. La palabra “Dedicado” en DSRC hace referencia al hecho de que la FCC asignó una licencia de 75 MHz de espectro en la banda de los 5.9 GHz. El término “Corto Alcance” se refiere a que la comunicación tiene un alcance de varios cientos de metros, una distancia menor que la que se ofrece típicamente en los sistemas con tecnología WiMax, es decir, el rango de comunicación en un sistema DSRC va desde 15

Tabla 1.1: Protocolos que componen la estructura del sistema de comunicaciones WAVE.

Protocolos	Documento del Estándar	Objetivo	Número de Capa en el Modelo OSI
PHY y MAC	IEEE 802.11p	Especifica las funciones de la capa física PHY y subcapa MAC requeridas en un dispositivo para que opere en un ambiente vehicular que varía muy rápido.	1 y 2
Operación Multicanal	IEEE 1609.4	Provee mejoras a la subcapa MAC del 802.11p para soportar la operación multicanal.	2
Servicios de Red	IEEE 1609.3	Provee servicios de direccionamiento y ruteo en un sistema WAVE.	2, 3 y 4
Administrador de Recursos	IEEE 1609.1	Describe una aplicación que permite la interacción de OBUs con los recursos computacionales limitados y procesos complejos corriendo fuera del OBU para dar la impresión de que el proceso está corriendo dentro del OBU.	N/A
Servicios de Seguridad	IEEE 1609.2	Cubre el formato de mensajes seguros y su procesamiento.	N/A

hasta 1000 metros [1] [4].

El DOT ha estimado que las comunicaciones V2V y V2I basadas en la tecnología DSRC pueden reducir hasta en un 82 % el total de choques en Estados Unidos, lo cual se traduciría en salvar miles de vidas y billones de dólares. La Administración Nacional para la Seguridad del Tránsito en las Carreteras (NHTSA, por sus siglas en inglés) en conjunto con el DOT planea decidir en 2013 si en los nuevos vehículos será obligatorio tener la

tecnología DSRC para la prevención de accidentes [1], aunque a la fecha de elaboración de este proyecto de tesis aún no se ha concretado dicha propuesta.

1.2. Descripción del problema

Como se mencionó anteriormente, todas las aplicaciones ya sea de información o entretenimiento (aplicaciones de infotainment), requieren una red inalámbrica que sea confiable y eficiente. No obstante, en un sistema con DSRC la señal transmitida se dispersa en tiempo y frecuencia debido a la propagación multitrayecto típica del canal inalámbrico. Para poder mitigar los efectos causados por la dispersividad del canal sobre de la señal transmitida, primero hay que conocer el estado del canal, es decir, hay que conocer la forma en que el canal de comunicación se encuentra afectando a la señal transmitida.

El bloque que cumple con la función de brindar información acerca del estado del canal que observan dos vehículos que se comunican entre sí, se conoce como bloque de “estimación de canal”. Dicho bloque es una parte imprescindible en los sistemas de comunicaciones basados en tecnología DSRC cuando se desea recuperar los datos transmitidos con la máxima precisión posible, ya que si no conocemos los efectos del canal, no podemos realizar la “igualación de canal”, cuya función en el sistema de comunicaciones es contrarrestar los efectos introducidos por el canal sobre la señal transmitida. Sin los bloques de estimación e igualación de canal, la probabilidad de error en la información recibida aumenta, dando como resultado una caída en el desempeño del sistema o una red de comunicaciones poco precisa.

Actualmente las comunicaciones basadas en tecnología DSRC están enfocadas en proveer aplicaciones de seguridad, entretenimiento e información del tráfico. Pero como se menciona en [5] el radio canal observado por dos vehículos que se comunican entre sí en condiciones de alta movilidad exhibe una propagación de la señal muy severa debido principalmente a 2 fenómenos:

- El vehículo emisor y el vehículo receptor están en movimiento, y por lo tanto hay dispersores móviles y estacionarios los cuales ocasionan que el canal sea variante en el tiempo y exhiba una distorsión selectiva entre un símbolo y otro.
- Hay dispersores que dan origen a componentes multitrayecto de la señal y así, el canal es variante en la frecuencia, lo cual ocasiona una distorsión selectiva en frecuencia.

1.3. Trabajo Relacionado

En la literatura existen diversos mecanismos para la estimación de canal, pero no todos se pueden aplicar en un escenario para comunicaciones vehiculares basados en el estándar 802.11p. Por ejemplo, existen técnicas que se apegan a las especificaciones del estándar

IEEE 802.11p como las analizadas en [6] y [7] que proponen métodos de estimación no ciegos basados en el entrenamiento del sistema pero requieren de bloques adicionales como decodificación, entrelazado, scrambling y demodulación antes de realizar la estimación del estado del canal, lo cual aumenta de manera considerable el tiempo de procesamiento del sistema. En [8] proponen una técnica de estimación basada en el preámbulo del paquete de datos con un decodificador de Viterbi que mejora la eficiencia pero también incrementa el costo computacional. En [5] y [9] podemos encontrar técnicas de estimación que basan su funcionamiento en cambiar las especificaciones del estándar para reducir la complejidad y mejorar el desempeño. En [10] y [11] proponen el uso de modulación OFDM diferencial. En [12] utilizan una técnica basada en la inserción de pseudopilotos.

Por otra parte, existen métodos de estimación ciegos. En [13] para realizar el seguimiento del estado del canal, se hace uso de estimadores basados en filtros de Kalman. En [14] utilizan modelos ocultos de Markov. En [15] el funcionamiento del estimador se basa en procesos autorregresivos. Dichos métodos prometen un buen desempeño, pero al no estar basados en el entrenamiento del sistema, su nivel de complejidad es muy alto.

En vista de esto, resulta necesario desarrollar mejores mecanismos de estimación que cumplan con el compromiso entre complejidad y buen desempeño para garantizar el funcionamiento de los receptores 802.11p, ya que proveer un desempeño confiable y eficiente en un canal de comunicación altamente variante en el tiempo es nuestro principal reto. En este sentido, se debe resaltar que estudios recientes indican que las técnicas convencionales no tienen un buen desempeño bajo condiciones de alta movilidad.

La principal contribución de este trabajo de tesis consiste en simular y analizar el desempeño de las técnicas de estimación más populares para un sistema de comunicaciones vehiculares con tecnología DSRC. Las técnicas de estimación elegidas en este proyecto fueron la LS y STA propuestas en [5] y [16]. La técnica LS se considera en este proyecto porque tiene una baja complejidad y actualmente es la que se implementa en tarjetas de red inalámbricas basadas en el estándar 802.11g/n y en prototipos para tarjetas con tecnología DSRC basadas en las especificaciones del estándar IEEE 802.11p. La técnica STA se eligió porque está diseñada especialmente para comunicaciones vehiculares basadas en las especificaciones del estándar IEEE 802.11p y ofrece realizar un mejor seguimiento del estado del canal en situaciones de alta movilidad con un nivel de complejidad no muy alto.

1.4. Objetivo General

El objetivo del presente proyecto de investigación consiste en simular y evaluar el desempeño de las técnicas de estimación más populares que se han propuesto para sistemas DSRC basados en el estándar IEEE 802.11p en escenarios donde tanto el vehículo transmisor y receptor circulan a altas velocidades.

Las técnicas de estimación analizadas están basadas en un método de estimación conocido como “no ciego” [17], el cual asume que el receptor cuenta con información parcial sobre el estado del canal. Esta información se obtiene mediante la inserción de símbolos de entrenamiento sobre portadoras piloto que envía el transmisor en posiciones definidas por el estándar 802.11p.

1.4.1. Objetivos Específicos

- Entender los mecanismos de propagación y las técnicas de estimación para sistemas de comunicaciones vehiculares.
- Desarrollar un simulador para un canal inalámbrico de banda ancha con correlación en tiempo-frecuencia.
- Desarrollar un simulador para un transceptor OFDM basado en el estándar de la IEEE 802.11p.
- Estudiar las técnicas de estimación para sistemas de comunicaciones vehiculares basados en el estándar 802.11p.
- Análisis de la tasa de error de bit (BER, por sus siglas en inglés) utilizando la plataforma de simulación desarrollada en este proyecto para comparar las técnicas de estimación más populares usadas en las comunicaciones vehiculares.

1.5. Metodología

Para lograr los objetivos planteados en este proyecto la metodología realizada fue la siguiente:

- Análisis del estado del arte de las comunicaciones vehiculares basadas en tecnología DSRC.
- Estudio de las técnicas de estimación más populares para sistemas de comunicaciones vehiculares.
- Desarrollo de herramientas de simulación para las técnicas de estimación LS y STA que permitan obtener resultados numéricos. Análisis comparativo entre la técnica de estimación LS y STA con los resultados numéricos obtenidos para determinar cuál tiene mejor desempeño en los sistemas de comunicaciones vehiculares en escenarios donde la velocidad relativa entre los móviles sea alta.

1.6. Contribución de la Tesis

Como resultado del trabajo de investigación se realizaron las siguientes contribuciones:

- Se propone un simulador computacional eficiente para canales inalámbricos de banda ancha con desvanecimientos tipo Rayleigh. Este simulador está especialmente diseñado para la evaluación de las prestaciones de sistemas de comunicaciones vehiculares con tecnología DSRC basados en el estándar IEEE 802.11p.
- Se presenta un análisis comparativo de las técnicas de estimación más populares para sistemas de comunicaciones vehiculares con la finalidad de detectar problemas que requieran una solución.

Así mismo, esta tesis presenta una explicación detallada del problema de estimación de canal para sistemas de comunicaciones vehiculares. A lo largo del manuscrito se explica el proceso para:

- Implementar un simulador para un transceptor OFDM basado en el estándar de la IEEE 802.11p, considerando la longitud de la trama y la existencia de un escenario con dispersión de la señal isotrópica o no-isotrópica.
- Implementar un simulador para la técnica de estimación de canal LS utilizada en las tarjetas de red inalámbricas comerciales basadas en el estándar 802.11g/n y prototipos basados en el estándar 802.11p [5].
- Implementar un simulador para la técnica de estimación de canal STA recientemente propuesta en [5] para comunicaciones vehiculares basadas en el estándar 802.11p.

1.7. Organización de la Tesis

El resto del documento se encuentra organizado de la siguiente manera:

- **Capítulo 2.** En esta parte se revisan los conceptos relacionados con la caracterización de un canal inalámbrico partiendo de su respuesta al impulso, y además, se presenta el simulador para un canal inalámbrico de banda ancha.
- **Capítulo 3.** Aquí se explican los fundamentos de OFDM, las especificaciones del estándar 802.11p para comunicaciones vehiculares y se presenta el simulador para el transceptor OFDM basado en las especificaciones del estándar 802.11p.
- **Capítulo 4.** En esta parte se analizan y explican las técnicas de estimación para sistemas DSRC basados en el estándar 802.11p, y posteriormente se explica la manera en que se puede simular la operación de estas técnicas y se presenta una comparativa entre sus prestaciones.

- **Capítulo 5.** En este capítulo se presenta un resumen de las principales conclusiones obtenidas en este trabajo de investigación.

Capítulo 2

Canal Inalámbrico y Simulador de Canal

2.1. Introducción

En un sistema de comunicaciones vehiculares el canal observado por los móviles es altamente variante en el tiempo y tiene un comportamiento aleatorio ocasionados por la propagación multitrayectoria y el escenario de propagación en el que se encuentre la señal. Esto impone bastantes limitaciones en la máxima tasa a la cual se puede transmitir información, ya que el canal actúa como un medio de transmisión con distorsión tanto en amplitud como en fase. En el diseño y análisis de sistemas de comunicaciones móviles se suelen identificar dos escenarios de transmisión distintos. En el primer escenario se asume que no hay objetos que obstruyan el enlace directo entre el transmisor y el receptor, por lo que la señal llega al receptor mediante una trayectoria de línea de vista (LOS, por sus siglas en inglés). En el segundo escenario se considera un entorno de propagación más realista, en el cual existe una gran cantidad de obstáculos entre el transmisor y el receptor que interactúan con la señal, generando múltiples copias de la misma que llegan al receptor con diferentes fases, amplitudes, retardos, y ángulos de arribo. Este modo de propagación por multitrayectorias es más adecuado para describir las características de la señal recibida en sistemas de comunicaciones vehiculares. Estas copias se combinan vectorialmente en la antena receptora, interfiriéndose entre sí de una forma que genera dispersión tanto en tiempo como en frecuencia de la señal resultante. Dichos efectos de dispersión dificultan (o en el peor de los casos imposibilitan) la correcta recuperación de la información.

Con el fin de entender los mecanismos que producen el deterioro de las señales que se propagan a través del canal inalámbrico, en este capítulo se revisan los principios de la propagación de ondas de radio, se estudian las características del canal que afectan la recuperación de la información en las redes de comunicaciones inalámbricas vehiculares y por último, se presenta un simulador de canales multitrayecto adecuado para el análisis de sistemas vehiculares basados en la tecnología DSRC.

2.2. Ondas Electromagnéticas

En un sistema de comunicaciones vehiculares el medio de transmisión es el aire y las señales se propagan a través de este medio en forma de ondas electromagnéticas. Las ondas electromagnéticas están relacionadas con la creación de campos eléctricos y magnéticos. Comúnmente se modelan como ondas electromagnéticas transversales (TEM, por sus siglas en inglés) cuya dirección de desplazamiento, campo eléctrico y campo magnético son ortogonales entre sí. Las TEM se pueden caracterizar por su frecuencia f y longitud de onda λ . Estos dos parámetros están relacionados de la siguiente manera:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.1)$$

donde v es la velocidad de propagación en el medio de la onda en m/s.

Las ondas electromagnéticas se generan mediante la aceleración de cargas eléctricas. En el caso particular de las ondas de radio dichas cargas aceleradas son electrones que se desplazan a través de un conductor llamado antena. Una vez que se ha generado la onda electromagnética, ésta, se transmite hacia el espacio libre (vacío) o hacia algún otro medio de propagación como el aire. Los dieléctricos (como el aire), tienen la propiedad de dejar que se propaguen bien las ondas TEM. En un conductor con pérdidas (como el agua de mar), las TEM no tienen una buena propagación, debido a que los campos eléctricos generados hacen que fluyan corrientes en el material que disipan con rapidez la energía de la onda [18]. La velocidad de propagación de una onda TEM en el espacio libre es de $v = 3 \times 10^8$ m/s, pero cuando el medio de transmisión es diferente, la velocidad de propagación se puede calcular con:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

donde ϵ_r indica la permitividad relativa del medio y $c = 3 \times 10^8$ m/s corresponde a la velocidad de la luz.

El estudio de los mecanismos de propagación típicamente se lleva a cabo considerando un radiador isotrópico, ya que es la fuente de ondas electromagnéticas más simple. Este tipo de fuente irradia ondas electromagnéticas uniformemente en todas direcciones desde un punto en el espacio, generando un patrón de radiación que se asemeja a una esfera. Cuando el receptor está relativamente lejos del radiador isotrópico, las ondas recibidas o frente de onda se asemejan a un plano, lo cual simplifica en gran medida y justifica el estudio de ellas basándose en el “modelo de ondas planas” [19]. En esta tesis se asume que las señales se propagan por el medio (aire) en forma de ondas planas.

2.3. Mecanismos de Propagación

Debido a que las señales de radio frecuencia se propagan a través de un medio no guiado (aire), éstas sufren de efectos físicos que causan que la señal llegue al receptor por múltiples trayectorias como se muestra en la Figura 2.1. Los mecanismos que dan lugar a la propagación por multitrayectorias son diversos, aunque básicamente se pueden dividir en reflexión, difracción y refracción, los cuales serán brevemente explicados a continuación.

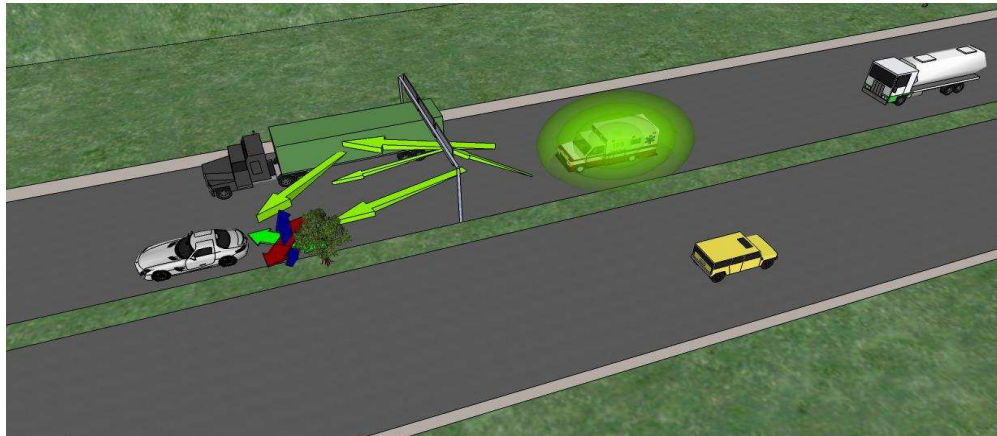


Figura 2.1: Trayectorias de Propagación

2.3.1. Reflexión

La reflexión es el mecanismo de propagación que se presenta cuando una onda electromagnética choca con un objeto con buenas propiedades de conducción, dicho objeto al ser un buen conductor de electricidad no permite que las ondas incidentes penetren sobre su superficie. Las ondas al no penetrar el objeto son reflejadas, permaneciendo en el mismo medio y con un ángulo de reflexión igual al de las ondas incidentes como puede observarse en la Figura 2.2.

Este fenómeno depende de las propiedades físicas del objeto reflectante como son la geometría, la textura y el material del cual esté construido, además, depende de las propiedades de la señal como son el ángulo de arribo y la longitud de onda λ . Para que se presente este fenómeno la longitud de onda de las ondas incidentes tiene que ser muy pequeña en comparación con las dimensiones del objeto.

A grandes rasgos la reflexión de las ondas electromagnéticas sobre la superficie de un objeto se pueden resumir como:

1. Cada onda (rayo) incidente y su correspondiente rayo reflejado se encuentran ubicados en un mismo plano perpendicular a la superficie del objeto reflectante en el punto de incidencia.

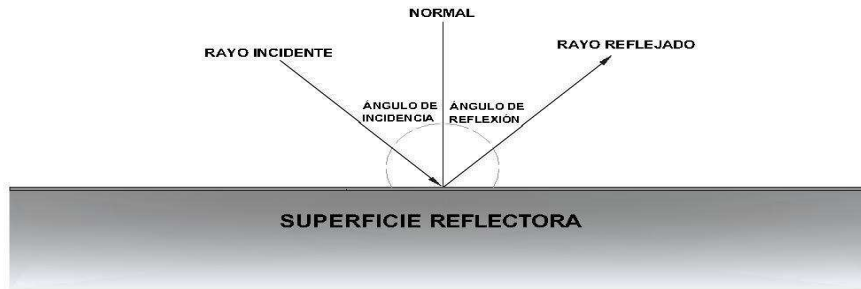


Figura 2.2: Reflexión

2. El ángulo que forman el rayo de incidencia y el rayo reflejado son iguales, respecto al punto de incidencia con la superficie reflectante.

La reflexión también puede presentarse en objetos con superficies no uniformes o con mala conducción, como dieléctricos. Cuando una onda incide sobre un objeto cuya superficie no es uniforme, el ángulo de incidencia no siempre es el mismo, dando como resultado un fenómeno conocido como reflexión difusa, el cual origina que la onda incidente se disperse. Cuando la onda incide sobre un objeto con mala conducción parte de la energía es reflejada al mismo medio y otra parte es transmitida (refractada) a un segundo medio.

2.3.2. Refracción

El fenómeno de la refracción ocurre cuando una onda electromagnética pasa de un medio a otro. Se presenta cuando la onda incide sobre un medio de menor o mayor densidad y diferente velocidad de propagación, lo cual hace que cambie de dirección oblicuamente al pasar del primer al segundo medio. Este cambio de dirección oblicuo o flexión depende del ángulo de incidencia de las ondas sobre la superficie del segundo medio [18].

Para obtener el ángulo de incidencia y de refracción de las ondas electromagnéticas se usa la ley de Snell [18] dada por:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (2.3)$$

donde θ_1 es el ángulo de incidencia, θ_2 es el ángulo de refracción, n_1 es el índice de refracción del primer medio y n_2 es el índice de refracción del segundo medio.

Cuando el primer medio de propagación tiene una constante dieléctrica menor a la del segundo medio y por tanto, la velocidad de propagación es menor en el segundo medio, la

onda se flexiona hacia la normal. En el caso opuesto, donde el primer medio de propagación tenga una constante dieléctrica mayor a la del segundo medio, la velocidad de propagación es mayor en el segundo medio, por lo que la trayectoria de la curva sufre de una flexión opuesta a la normal. Estos 2 casos se ilustran en la Figura 2.3.

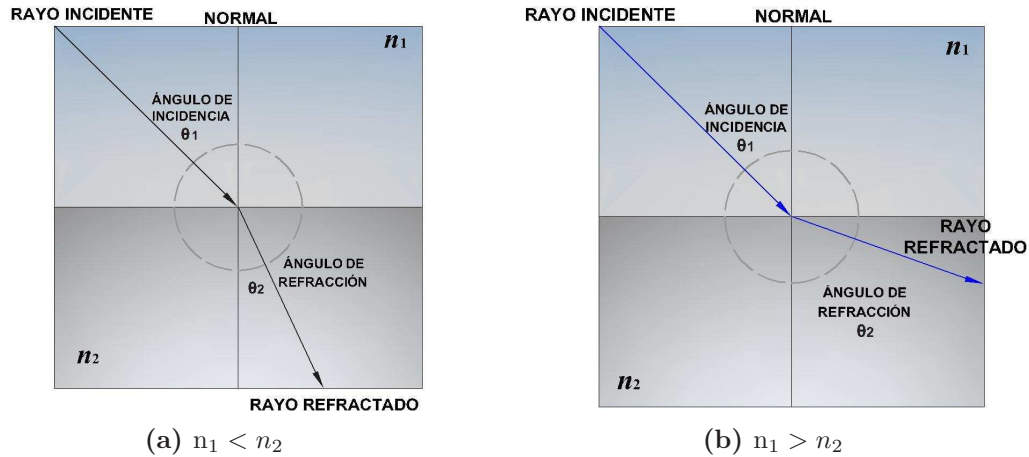


Figura 2.3: Refracción

En ocasiones el ángulo refractado de las ondas puede ser superior a los 90° y además, si la constante dieléctrica del primer medio es mucho mayor, el resultado que se obtiene es que la onda regrese del segundo al primer medio de propagación, como si fuese un tipo de reflexión y el cual es conocido como reflexión interna total [18].

Existe otro caso en que ángulo de incidencia provoca una refracción de 90° . Dicho ángulo se conoce como ángulo crítico [18] y se puede obtener mediante:

$$\theta_c = \sin^{-1} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \quad (2.4)$$

donde θ_c es el ángulo crítico.

Si el ángulo de refracción es exactamente igual a 90° la onda viaja a través de la frontera que hay entre el primer y segundo medio.

2.3.3. Difracción

Este mecanismo de propagación sucede cuando la onda de propagación se encuentra con objetos que tienen superficies irregulares muy agudas como el follaje de un árbol, o superficies con bordes afilados, como el borde de un señalamiento vial. Se presenta cuando la onda incide sobre objetos cuyas dimensiones son mucho menores que la longitud de onda de la señal original. Si un frente de onda incide sobre un objeto con dichas características, el resultado es que se generará un nuevo frente de onda pero con menor intensidad como puede observarse en la Figura 2.4.

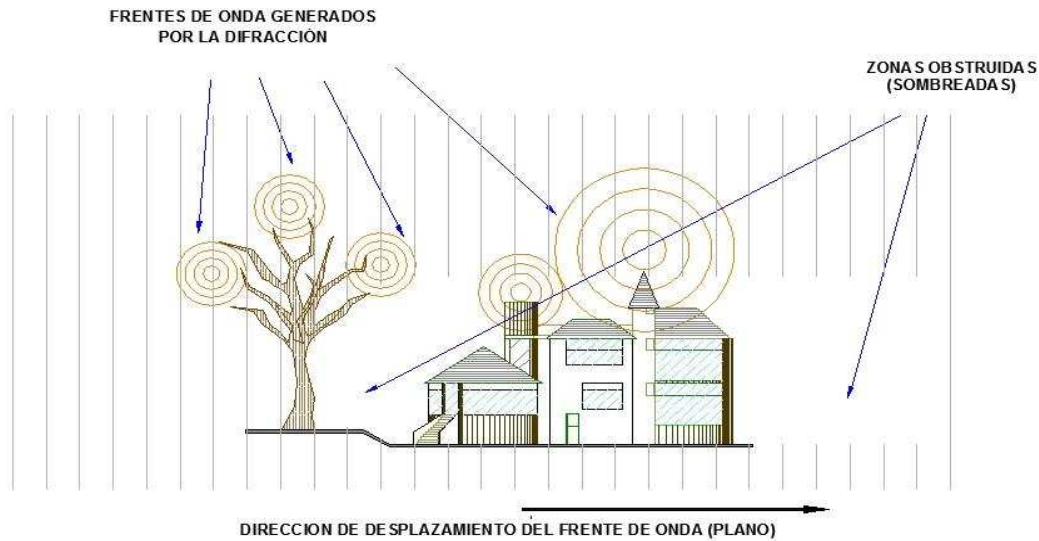


Figura 2.4: Difracción

La difracción ocasiona que el frente de onda original se disperse. Debido a esto, aunque la trayectoria de la onda electromagnética se encuentre obstruida por un objeto antes de llegar al receptor, se generan nuevos frentes de onda cuando la onda electromagnética incide sobre las superficies irregulares agudas, permitiendo cubrir zonas obstruidas con una señal de menor potencia que la señal transmitida.

En un sistema de comunicaciones vehiculares de corto alcance las 2 formas principales en que una señal se propaga son la reflexión y la difracción como se muestra en la Figura 2.5.

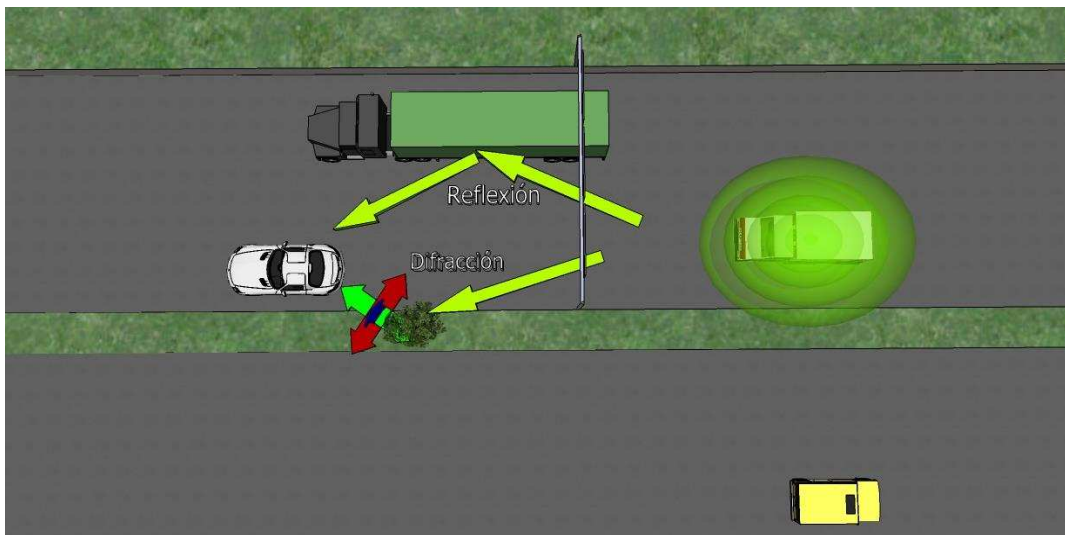


Figura 2.5: Mecanismos de Propagación

Como puede observarse en la Figura 2.5, las ondas se reflejan en los conductores como aluminio y cobre, y se difractan al encontrar en su camino materiales como el follaje de un árbol. Todos estos mecanismos causan una severa pérdida en la energía de la señal transmitida por las distintas trayectorias que tiene que recorrer para llegar al receptor, lo cual se conoce como “pérdida por multitrayectoria”.

2.4. Clasificación de Canales de Propagación

Un factor que influye de manera notable en la forma que se propagan las ondas electromagnéticas para que se originen los fenómenos de reflexión, difracción y refracción es la longitud de onda λ . De hecho, la propagación de radio señales se suele estudiar desde dos enfoques diferentes definidos en función de la longitud de onda de la señal:

1. **Enfoque de Propagación a Gran Escala.** Es un enfoque utilizado para hacer una predicción del comportamiento de la señal cuando pasa a través del medio de propagación y recorre distancias mucho mayores que su longitud de onda λ .
2. **Enfoque de Propagación a Pequeña Escala.** En este enfoque se hace una descripción de las variaciones de la señal cuando pasa a través del medio de propagación sobre distancias del orden de algunas decenas de λ .

2.4.1. Propagación a Gran Escala

En el enfoque de propagación a gran escala se caracteriza la intensidad de la señal mediante las pérdidas por trayectoria sobre grandes distancias de separación (varios cientos o miles de metros) entre el transmisor (Tx) y el receptor (Rx) [20] para estimar el área de cobertura de Tx. El modelo de propagación a gran escala sirve para caracterizar escenarios donde se encuentren objetos de gran tamaño como edificios, colinas o anuncios espectaculares publicitarios entre Tx y Rx.

Cuando Rx se encuentra detrás de objetos con grandes dimensiones ocurre el fenómeno conocido como sombreado (shadowing). Las estadísticas obtenidas mediante el modelo de propagación a gran escala nos brindan la información necesaria para estimar la pérdida por trayectoria en función de la distancia para este tipo de escenarios [21].

Las pérdidas por trayectoria incluyen a la atenuación promedio (mean-path loss) de la potencia de las señales con respecto a la distancia que recorren, y a los desvanecimientos de gran escala. Estos últimos representan la atenuación de la potencia promedio de la señal o pérdida por trayectoria (path-loss) debida al movimiento sobre áreas muy grandes y se suelen modelar como variables aleatorias del tipo log-normal [20].

Si las características del medio por donde se propaga la señal se desconocen, entonces, a la hora de hacer el análisis se asume que la atenuación de la señal con respecto a la

distancia, ocurre sobre un espacio libre ideal. El modelo para este tipo de espacios es mejor conocido como “modelo de propagación en el espacio libre” el cual hace la consideración de que entre Tx y Rx no hay objetos que puedan absorber o reflejar la energía de la señal. El modelo de propagación en el espacio libre considera también que en la región entre Tx y Rx, la atmósfera se comporta como un medio perfectamente uniforme y sin absorción de energía. Además, trata al suelo como si estuviera muy lejos de la onda que se está propagando, es decir, como si tuviera un coeficiente de reflexión que es despreciable [21].

Si suponemos que en Tx hay una antena isotrópica, la potencia que percibe el receptor se atenuará conforme aumenta la distancia entre Tx y Rx. La antena al ser una fuente de radiación esférica, concentra su energía en la superficie, y como el área depende de la distancia que hay entre Tx y Rx, entonces entre mayor es la distancia, la densidad de potencia de la señal recibida es menor [18]. La densidad de potencia recibida P_R se puede encontrar como:

$$P_R = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad (2.5)$$

donde P_T es la potencia total de Tx en *watts* y d es la distancia entre Tx y Rx en *metros*. La potencia de la señal recibida depende de las dimensiones de la antena receptora [19]. En el caso de una antena tipo dipolo, el área efectiva está dada por:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.6)$$

para este tipo de antenas la potencia recibida P_R se puede expresar como:

$$P_R = \frac{A_{eff} P_T}{4\pi d^2} \quad (2.7)$$

Conociendo esto, en este modelo idealizado podemos encontrar el factor de atenuación en el espacio libre (path-loss) como la razón de la potencia recibida entre la potencia transmitida [19] de la siguiente manera:

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{A_{eff}}{4\pi d^2} \quad (2.8)$$

La potencia de la señal recibida siempre será menor a la de la señal transmitida, ya que el canal inalámbrico es un medio de propagación pasivo, y además, si consideramos antenas isotrópicas, el factor de atenuación L_{fs} sin considerar las ganancias de Tx y Rx, se puede expresar en decibeles [19] como:

$$L_{fs} = 32.44 + 20 \log f(MHz) + 20 \log d(km) \quad (2.9)$$

Existen distintos modelos para el estudio de la propagación que caracterizan la intensidad de la señal mediante las pérdidas por trayectoria sobre grandes distancias de separación (varios cientos o miles de metros) entre Tx y Rx [20]. En el presente proyecto el enfoque

principal son las comunicaciones vehiculares de corto alcance, por lo que se sugiere al lector consultar las fuentes citadas como [19] [18] [20] y [21] si requiere información más detallada de otros modelos de propagación a gran escala.

2.4.2. Propagación a Pequeña Escala

Las variaciones que producen los mecanismos de propagación sobre la señal transmitida en un ambiente vehicular son muy rápidas. Por esto, en el presente proyecto se utilizará el enfoque de pequeña escala, porque es el adecuado para describir las fluctuaciones rápidas en amplitud y fase de la señal al pasar por el medio de propagación sobre un período corto de tiempo o una corta distancia recorrida.

La propagación multitrayectoria crea los efectos de desvanecimientos de la potencia de la señal recibida [20]. Los 3 efectos más importantes son:

1. Cambios rápidos en la intensidad de la señal sobre una distancia de viaje corta o un intervalo corto de tiempo.
2. Frecuencias aleatorias de modulación, debidas a la variación en el desplazamiento Doppler de las distintas señales multitrayectoria.
3. Dispersión en tiempo (ecos de la señal) y selectividad en frecuencia causados por el retardo de la propagación multitrayecto.

Debido a los efectos de este fenómeno al transmitir una señal $s(t)$ por el canal, al receptor llegan múltiples ecos de la señal original, cada uno con un factor de atenuación, desplazamiento de fase e instante de tiempo diferente. Al llegar cada copia en un tiempo diferente al receptor, la propagación multitrayectoria se manifiesta como el ensanchamiento de la señal original en el tiempo. Y si además se tiene en consideración que Tx y Rx son móviles y están cambiando de posición, la propagación multitrayectoria será variante en el tiempo debido a los diferentes escenarios de propagación que ocasionan que los efectos del canal sobre la señal cambien de un instante de tiempo a otro.

2.5. Descripción de un Canal con Desvanecimientos por Multitrayectoria

Para realizar la descripción del canal con desvanecimientos por multitrayectoria, se usará el modelo clásico que lo describe como un filtro lineal variante en el tiempo [18] [22] con Respuesta al Impulso (IR, por sus siglas en inglés) dada por:

$$h(t; \tau) = \sum_{n=1}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{j\theta_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (2.10)$$

donde $h(t; \tau)$ es la respuesta del canal en el tiempo t al aplicar un impulso δ en el instante $t - \tau$, $N(t)$ es el número de ecos que llegan a Rx en el tiempo t , mientras que $\alpha_n(t)$, $\theta_n(t)$ y $\tau_n(t)$ típicamente se modelan como procesos aleatorios y los cuales describen la magnitud del factor de atenuación, el desplazamiento de la fase y el tiempo de arribo del n -ésimo eco respectivamente.

La Función de Transferencia (TF, por sus siglas en inglés) del canal está definida por la Transformada de Fourier (FT, por sus siglas en inglés) de $h(t; \tau)$ de la siguiente manera:

$$h(t; f) := \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.11)$$

Para canales que se encuentran en la banda UHF de los 300 MHz a los 3 GHz la IR es una función continua en τ . Dichos canales se llaman difusos y se caracterizan mediante una IR definida como:

$$h(t; \tau) := \alpha(t; \tau) e^{j\theta(t; \tau)} \quad (2.12)$$

Si se grafica la intensidad de cada eco contra el retardo en que llega, se obtiene lo que se conoce como Perfil de Potencia-Retardo (PDP, por sus siglas en inglés) de la señal. Donde el tiempo que transcurre entre el primer y último eco se llama máximo retardo excesivo (T_m , maximum excess delay) y se puede ver como el ensanchamiento en el tiempo de la señal transmitida. Entonces si T_m es mayor que la duración de un símbolo T_s habrá Interferencia Entre Símbolos (ISI, por sus siglas en inglés) ya que se recibirán los ecos correspondientes al símbolo $k - n$, con $k \geq 1$, en el tiempo que se recibe el símbolo k [18].

Se puede hacer una descripción similar, pero ahora desde el dominio de la frecuencia [21] mediante la siguiente relación:

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.13)$$

donde B_c representa el ancho de banda de coherencia, el cual establece la cota máxima para que la señal recibida no se vea afectada por la distorsión causada por la ISI. B_c puede definirse como el ancho de banda del canal que afecta de igual manera a los componentes frecuenciales de $s(t)$ o el intervalo en el cual los componentes frecuenciales son tratados con la misma ganancia en amplitud y en fase. Por lo tanto, cuando el ancho de banda B_s de $s(t)$ es menor que el ancho de banda de coherencia del canal $B_s \leq B_c$, habrá desvanecimientos planos en la frecuencia y se conoce “canal de banda angosta”, por lo que solamente se tendrá una degradación en la Relación Señal a Ruido (SNR, por sus siglas en inglés) del sistema. En el caso de que $B_s > B_c$ se conoce como “canal de banda ancha” y el resultado que se tiene son desvanecimientos selectivos en frecuencia que distorsionan la señal produciendo ISI. Otra forma de calcular el ancho de banda de coherencia es mediante la FT del PDP, o también se puede derivar a partir de la Función de Autocorrelación (ACF, por sus siglas en inglés) del canal con respecto a la frecuencia [22].

Ahora bien, si analizamos las variaciones del canal en el dominio del tiempo, podemos encontrar el intervalo durante el cual el canal se mantiene invariante, dicho de otra manera, el período de tiempo en donde las características del canal permanecen casi constantes, denominado como tiempo de coherencia T_o . Entonces cuando $T_o \geq T_s$, los símbolos de $s(t)$ se verán afectados por factores de atenuación constantes, por lo cual sólo se tendrá una disminución en la SNR del sistema, a este efecto se le conoce como “desvanecimiento lento”. En el caso en que $T_o < T_s$, cuando el estado del canal varía más rápido que el símbolo transmitido, los símbolos de T_s percibirán factores de atenuación selectivos en tiempo, lo cual ocasiona que los símbolos transmitidos se distorsionen. A este efecto se le conoce como “desvanecimiento rápido”. Por tanto, si conocemos T_o podemos establecer la duración mínima de T_s para evitar la ISI. Si se estudian las variaciones del canal en el tiempo desde el dominio de la frecuencia mediante la FT de la función de autocorrelación del canal con respecto al tiempo, se obtiene como resultado el espectro Doppler [22].

Un canal que es selectivo en frecuencia y que además, tiene desvanecimientos rápidos en el tiempo, es la principal causa de la degradación en la calidad de un enlace de comunicaciones vehiculares. Cuanto mayor sea la cantidad de desvanecimientos o la selectividad en frecuencia del canal, el desempeño y confiabilidad del sistema es menor, ya que la probabilidad de error aumenta cuando el canal afecta con diferentes ganancias o atenuaciones a la señal $s(t)$.

2.6. Modelo WSSUS

Debido a los distintos escenarios de propagación que enfrenta la señal transmitida $s(t)$, se considera que el canal tiene una naturaleza aleatoria y por lo tanto, suele modelarse como un proceso aleatorio, y si además tiene un gran número de ecos, entonces, por el teorema del límite central se puede modelar como un proceso Gaussiano [18] [22].

Si un proceso es Gaussiano y además, estacionario en el sentido amplio (WSS, por sus siglas en inglés) y tiene una dispersión no correlacionada (US, por sus siglas en inglés), entonces se conoce como canal WSSUS y se puede caracterizar completamente mediante su ACF que está definida como:

$$R(\Delta t; \tau_1, \tau_2) := \frac{1}{2} E\{h^*(t; \tau_1) \cdot h(t + \Delta t; \tau_2)\} \quad (2.14)$$

donde el operador $E\{\cdot\}$ denota el promedio estadístico, $\{\cdot\}^*$ el complejo conjugado y Δt representa la diferencia de tiempo entre cada instante de observación del estado del canal.

Si suponemos que la dispersión del canal no está correlacionada, entonces:

$$\frac{1}{2} E\{h^*(t; \tau_1) \cdot h(t + \Delta t; \tau_2)\} = R(\Delta t; \tau_1) \cdot \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.15)$$

De manera equivalente, tenemos que:

$$R(\Delta t; \tau_1, \tau_2) \xLeftrightarrow{FT(\tau)} R(\Delta t; f_1, f_2) \quad (2.16)$$

donde $R(\Delta t; f_1, f_2)$ es la ACF del canal en el dominio de la frecuencia y $FT(\tau)$ denota la FT con respecto a τ . Como hemos supuesto que la dispersión no está correlacionada, entonces:

$$R(\Delta t; f_1, f_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t; \tau_1, \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad (2.17)$$

$$R(\Delta t; \Delta f) = R(\Delta t; f_1, f_2), \quad \text{con } \Delta f = f_1 - f_2 \quad (2.18)$$

De (2.18) podemos observar que la ACF $R(\Delta t; \Delta f)$, mejor conocida como “función de correlación tiempo-frecuencia”, depende sólo de la diferencia que hay entre f_1 y f_2 , lo cual implica que un canal WSSUS es WSS tanto en tiempo como en frecuencia [18].

La función de correlación en el tiempo $R(\Delta t)$, definida con respecto a $R(\Delta t; \Delta f)$ como:

$$R(\Delta t) := R(\Delta t; 0) \quad (2.19)$$

está relacionada con la selectividad en el tiempo, lo cual significa dispersión en frecuencia, mientras que la Función de Correlación en Frecuencia (FCF, por sus siglas en inglés), $R(\Delta f)$ se define por:

$$R(\Delta f) := R(0; \Delta f) \quad (2.20)$$

y se relaciona con la selectividad del canal en la frecuencia, o sea, dispersión en el dominio del tiempo [18].

A partir de la FCF se puede calcular el ancho de banda de coherencia del canal B_c , que es el ancho de banda para el cual el valor absoluto de $R(\Delta f)$ es mayor o igual que un determinado valor. Regularmente en la práctica se establece que dicho valor tenga un valor mayor a 0.5 [18] [22].

Para conocer la información acerca de la dispersión de la potencia que produce el canal sobre el retardo (τ) y sobre la frecuencia Doppler (ϕ), usamos la función de dispersión de canal $S(\phi; \tau)$ relacionandola con $R(t; \Delta f)$ mediante:

$$S(\phi; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t; \Delta f) e^{-j2\phi\Delta t} e^{j2\pi\Delta f\tau} d\Delta t d\Delta f \quad (2.21)$$

Haciendo $\tau = 0$ en la ecuación anterior, obtenemos el espectro Doppler $S(\phi) := S(\phi; \tau)|_{\tau=0}$, y de acuerdo a (2.20), se relaciona con la función de correlación en el tiempo del canal $R(\Delta t)$ por medio de:

$$S(\phi) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta t) e^{-j2\phi\Delta t} d\Delta t \quad (2.22)$$

Por otro lado, evaluando (2.21) en $\phi = 0$, obtenemos el PDP del canal $S(\tau) := S(\phi; \tau)|_{\phi=0}$, el cual se relaciona con $R(\Delta f)$ del siguiente modo:

$$S(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\Delta f) e^{j2\pi\Delta f\tau} d\Delta f \quad (2.23)$$

y podemos expresar $S(\tau)$ como:

$$S(\tau) = E\{|h(t; \tau)|^2\} \quad (2.24)$$

donde $|| \cdot ||$ denota el valor absoluto, $S(\tau)$ es el PDP y es una función determinista, y por último $||h(t; \tau)||^2$ es el perfil de retardo-potencia instantáneo y es una función aleatoria.

La dispersión de la señal en el dominio del tiempo se puede analizar con respecto al primer momento del PDP, conocido como Retardo Promedio, y por la raíz cuadrada del segundo momento central de $S(\tau)$, denominado Retardo de Propagación (DS, por sus siglas en inglés), de la siguiente manera:

$$\bar{\tau} := \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau S(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) d\tau} \quad (2.25)$$

$$D_{\tau} := \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 S(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) d\tau} - \bar{\tau}^2} \quad (2.26)$$

Además, si queremos analizar la dispersión de la señal en el dominio de la frecuencia, podemos hacerlo mediante el primer momento $\bar{\phi}$ y la raíz cuadrada del segundo momento central D_{ϕ} del Espectro Doppler $S(\phi)$.

El primer momento es conocido como Desplazamiento Doppler Promedio (ADS, por sus siglas en inglés) y está definido como:

$$\bar{\phi} := \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \phi S(\phi) d\phi}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\phi) d\phi} \quad (2.27)$$

y la raíz cuadrada del segundo momento central llamada Propagación Doppler (Doppler Spread) del canal, se define como:

$$D_{\phi} := \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \phi^2 S(\phi) d\phi}{\int_{-\infty}^{\infty} S(\phi) d\phi} - \bar{\phi}^2} \quad (2.28)$$

2.7. Simulador de Canal Propuesto

Como se ha visto a lo largo de este capítulo, el canal inalámbrico multitrayectoria ejerce una fuerte influencia sobre los sistemas de comunicaciones móviles. Por ello, uno de los puntos importantes en este trabajo de tesis, fue desarrollar un simulador de canal adecuado

para la evaluación de la capa PHY de los sistemas de comunicaciones vehiculares basados en la tecnología DSRC. En esta sección se describe el simulador que se desarrolló y se presentan algunos ejemplos de los escenarios de propagación que se simularon para evaluar las prestaciones de los estimadores de canal que se describen en el siguiente capítulo.

2.7.1. Descripción del Simulador

El modelo de simulación utilizado en esta tesis para reproducir las características del canal inalámbrico que se observa en entornos de propagación vehiculares se puede caracterizar como un filtro lineal variante en el tiempo propuesto en [23], el cual ha sido validado mediante campañas de medición en distintos artículos, por ejemplo, en [24]. La IR del filtro está dada por:

$$h(t; \tau) = \sum_{\ell=1}^L a_{\ell}(t) \delta(t - \tau_{\ell}) \quad (2.29)$$

donde L es el número de trayectorias o ecos de la señal que llega al receptor y $a_{\ell}(t)$ describe la ganancia compleja (factor de atenuación) de cada eco. La versión en tiempo discreto de $h(t; \tau)$ se puede escribir como:

$$h(m; \eta) = \sum_{\ell=1}^L a_{\ell}(m\Delta t) \delta(\eta - \ell\Delta\tau) \quad (2.30)$$

donde Δt denota el intervalo de muestreo en el dominio del tiempo (distancia entre símbolos OFDM), mientras que $\Delta\tau$ representa el intervalo de muestreo en el dominio del retardo (tasa de muestreo del sistema OFDM) [22] [25].

El modelo de (2.30) es adecuado para un sistema OFDM basado en el estándar 802.11p. En este modelo se asume que el canal es constante durante un tiempo igual o mayor a la duración de los símbolos OFDM transmitidos [25]. Esta consideración se justifica, ya que en teoría, el tiempo de coherencia del canal que observan 2 móviles que se desplazan a una velocidad relativa de 300 km/h es mayor que la duración de los símbolos OFDM transmitidos $T_s = 8 \mu s$. El modelo de canal definido en (2.30) se puede ver como un filtro de líneas de retardo. Este modelo toma en cuenta la variabilidad que exhibe el canal entre los símbolos adyacentes. Dicha variabilidad se incorpora a través de los coeficientes $a_{\ell}(t)$. Precisamente, uno de los principales problemas para el desarrollo e implementación del simulador de canal consistió en establecer un procedimiento adecuado para la generación de los coeficientes $a_{\ell}(t)$ bajo los requerimientos siguientes:

1. Los coeficientes $a_{\ell}(t)$ deben ser procesos Gaussianos complejos de media cero que esten mutuamente incorrelados. Las propiedades de autocorrelación de estos procesos están definidas por la ACF propuesta por R. H. Clarke en [26].

2. El método elegido para la generación de los coeficientes debe ser reconfigurable en el sentido de que las propiedades de autocorrelación de los procesos $a_\ell(t)$ se deben poder ajustar a las que se observan en cualquier escenario de propagación con dispersión tanto isotrópica como no-isotrópica.
3. Los coeficientes se deben definir de manera que el usuario del simulador pueda controlar las propiedades de correlación en frecuencia del canal.

Estos 3 requerimientos se plantean para obtener un simulador de canales WSSUS con propiedades de correlación en tiempo y frecuencia arbitrarios. Para satisfacer los 2 primeros requerimientos en este proyecto de tesis se utiliza el denominado “método trapezoidal con particiones en conjuntos” propuesto en [27]. Este método facilita la generación de múltiples procesos de ruido Gaussiano mutuamente incorrelados, pero cuyas propiedades de autocorrelación se pueden definir arbitrariamente por el usuario.

En los experimentos que se llevaron a cabo en este trabajo, se asumió que los coeficientes $a_\ell(t)$ tienen la siguiente ACF:

$$r_{a_\ell a_\ell}^{VM}(\tau) = E \{a_\ell^*(t) \cdot a_\ell(t + \tau)\} \quad (2.31)$$

Para poder evaluar la ACF (2.31) es necesario conocer las estadísticas del Ángulo de Arribo (AOA, por sus siglas en inglés) de los componentes multitrayectoria del canal. En este trabajo se asume que los AOAs siguen la Función de Densidad de Probabilidad (PDF, por sus siglas en inglés) von Mises [28] siguiente:

$$p_{\alpha}^{VM}(\alpha) \triangleq \frac{e^{\kappa \cos(\alpha - \mu)}}{2\pi I_0(\kappa)} \quad (2.32)$$

donde $I_0\{\cdot\}$ es la función modificada de Bessel de primer tipo y orden cero, $\alpha \in [-\pi, \pi)$ es una variable aleatoria que denota el AOA de la señal, $\mu \in [-\pi, \pi)$ es el AOA promedio y $\kappa \geq 0$ determina la dispersión angular de la señal recibida ($\kappa = 0$ corresponde a un escenario isotrópico y $\kappa > 0$ a un escenario no-isotrópico) [27] [29]. En la Figura 2.6 se muestran diferentes curvas de la PDF von Mises para los distintos escenarios de dispersión no-isotrópicos ($\kappa > 0$) e isotrópico ($\mu = 0$ y $\kappa = 0$).

Para el caso particular de la PDF Von Mises se puede mostrar que su ACF está dada como [18]:

$$r_{a_\ell a_\ell}^{VM}(\tau) = \frac{\sigma_{a_\ell}^2 I_0 \left(\sqrt{\kappa^2 - (2\pi f_{max} \tau)^2} + j4\pi \kappa f_{max} \cos(\mu) \tau \right)}{I_0(\kappa)} \quad (2.33)$$

con

$$f_{max} = \frac{v}{c} \cdot f_c \quad (2.34)$$

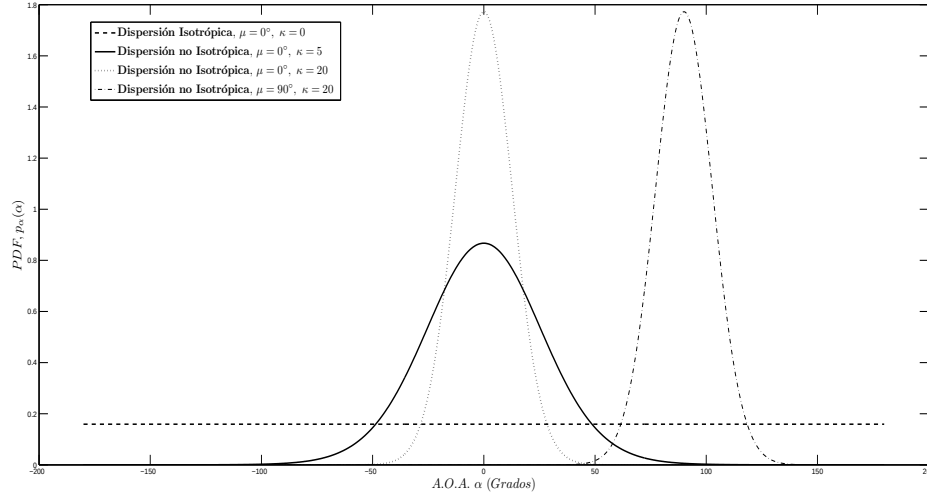


Figura 2.6: PDF Von Mises

donde $\sigma_{a_\ell}^2$ es la varianza, f_{max} la frecuencia Doppler máxima debida a la velocidad relativa entre el transmisor y el receptor, v la velocidad de los móviles, c la velocidad de la luz y f_c la frecuencia de la portadora de datos. En la Figura 2.7 se ilustra la ACF mostrada en (2.33) para los distintos escenarios de dispersión de la Figura 2.6. De la gráfica para la ACF se puede observar que en el caso isotrópico la correlación decae más rápido, mientras que para la dispersión altamente no-isotrópica ($\mu = 0$ y $\kappa = 20$) se mantiene relativamente alta por un intervalo de tiempo mayor.

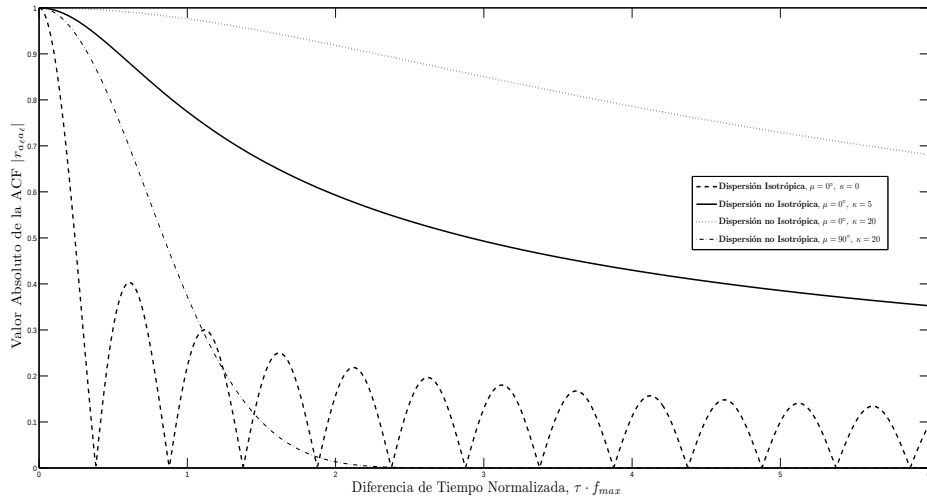


Figura 2.7: ACF Von Mises

Con respecto al tercer requerimiento antes mencionado, se puede demostrar que la función de correlación en frecuencia del simulador depende únicamente de los retardos y

de las potencias de los coeficientes $a_\ell(t)$ [25]. Con base en la revisión que se hizo en la sección anterior sobre el modelo WSSUS, podemos decir que la FCF del simulador de canal está dada por la FT del PDP del filtro definido en (2.30).

Los experimentos que se realizaron en este trabajo de investigación se llevaron a cabo considerando el siguiente PDP con un factor de caída exponencial [25]:

$$S_\tau(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\gamma} \cdot e^{-\tau/\sigma}; & 0 \leq \tau \leq \tau_{max} \\ 0; & \text{otro caso} \end{cases} \quad (2.35)$$

donde $\sigma > 0$ es conocido como “factor de caída” del PDP, τ_{max} es el máximo retardo excesivo, y $\gamma = (1 - e^{-\tau_{max}/\sigma}) \sigma^{-1}$. Para este PDP la FCF [25] es:

$$R(\Delta f) = \frac{1 - e^{-(1-j2\pi\Delta f\sigma)\tau_{max}/\sigma}}{(1 - j2\pi\Delta f\sigma) \cdot (1 - e^{-\tau_{max}/\sigma})} \quad (2.36)$$

cuya gráfica obtenida se ilustra a continuación:

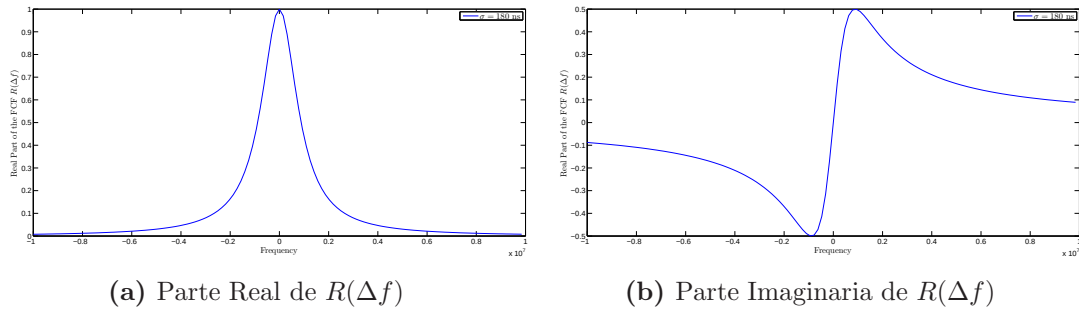


Figura 2.8: FCF del PDP

El PDP obtenido en el simulador de canal se muestra en la siguiente gráfica:

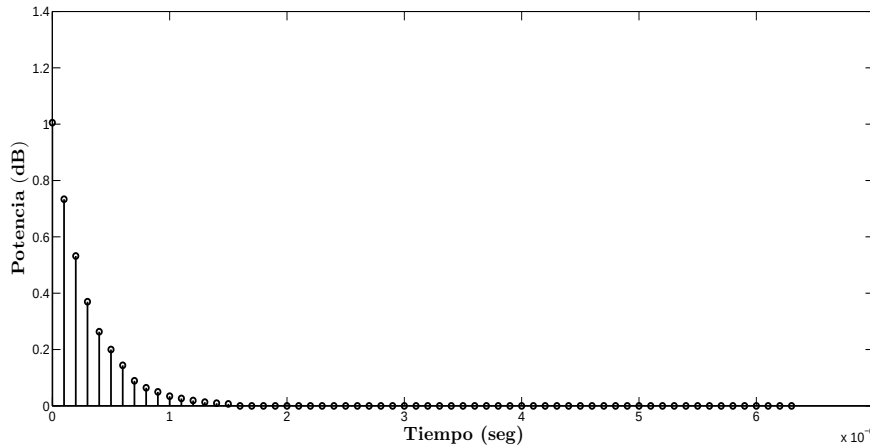


Figura 2.9: PDP con caída exponencial de un símbolo OFDM

El código en MATLABTM que se obtuvo para la implementación del simulador de canal consta de dos funciones: La primera función (*generaIR*) genera tanto la IR como la TF del canal. La función (*genera_ganancias_IR*), permite generar los coeficientes (retardos) $a_\ell(t)$ dependiendo del escenario de dispersión isotrópica o no-isotrópica. El código que corresponde a dichas funciones es el siguiente:

■ Función **generaIR**:

```
function [H h pdpaux]=generaIR(K)
N = 64; % Numero de bins en la FFT
B = 48;
Np = 4;
%-----
h = zeros(N,K); % Matriz para la respuesta al impulso y
    funcion de transferencia
sigma = 180e-9; % Factor de caida exponencial del PDP.
Dt = 1e-7; % Distancia entre simbolos OFDM.
tau = (0:N-1)*Dt; % Retardo con que llega cada eco.
pdpaux = exp(-tau(1:16)/sigma) / sum( exp(-tau(1:16)/sigma) ); % PDP
    promedio con caida exponencial
PDP = kron( pdpaux', ones(1,K) ); % Producto de Kronecker para expandir el
    PDP promedio a K respuestas al impulso
%-----
t = (6.4e-6)*(0:K-1); % Vector que define el tiempo para cada
    simbolo OFDM transmitido
an = generagananciasIR(16, t); % Genera las ganancias complejas variantes
    en el tiempo de cada componente de la RI
h([1:16], :) = sqrt(PDP).*an; % Genera la RI del canal para K inst. de
    tiempo y 16 retardos.
%-----
H = fft(h); % Genera la funcion de transferencia del
    canal.
```

■ Función **genera_ganancias_IR**:

```
function an = genera_ganancias_IR(M, t)
N = 20; % Multiples Trayectorias(numero de
    retardos que llegan)
fmax = 137; % Desplazamiento Doppler
thetan = rand(N,M)*2*pi; % Fase de cada retardo
[fn,Cn] = TRSMSP_VMLPDF(N, M, fmax, 1, [0], [0]);
an = zeros( M,length(t)); % M - Ganancias (coeficientes) de
    cada retardo en un simbolo OFDM
for m = 1:M % Numero de ganancias a generar
    for n = 1:N % Numero de cisoides
```

```

an(m,:) = an(m,:) + Cn(m,n)*exp(j*(2*pi*fn(m,n)*t + thetan(n,m)));
end
end

```

La gráfica de la IR y TF obtenida en el simulador de canal se ilustra a continuación:

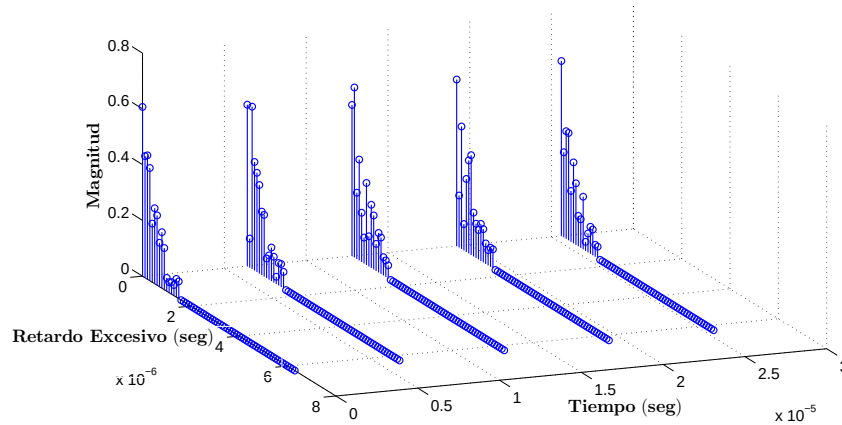


Figura 2.10: IR para 5 ventanas de observación en el tiempo (intervalos de observación de $6.4 \mu s$).

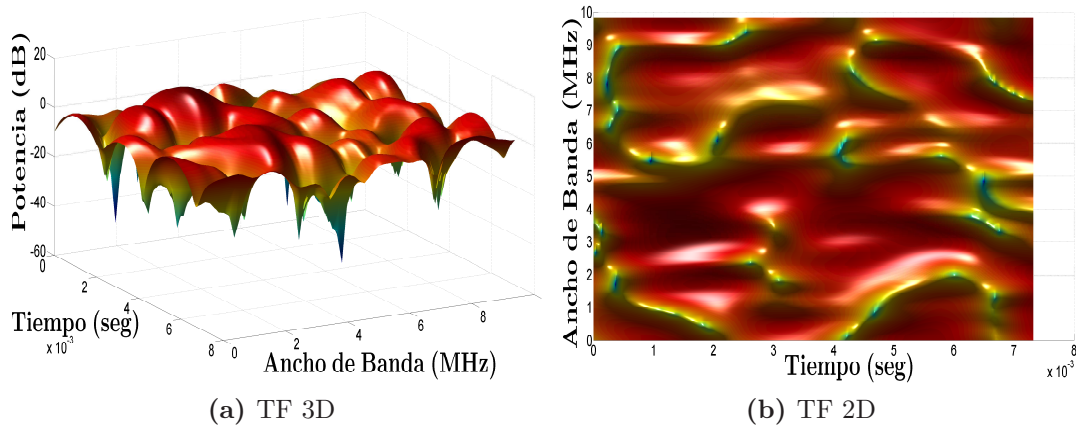


Figura 2.11: TF para 1000 ventanas de observación (intervalo de observación total de 6.4 ms)

2.7.2. Ejemplos de Resultados en el Simulador

Para hacer la comparativa entre los estimadores de canal se tomaron en cuenta varios criterios para generar las TFs que observarían los móviles al transmitir los datos:

1. Efecto de cambiar la frecuencia de la portadora de datos de 2.4 GHz a 5.9 GHz.
2. Cómo afecta la velocidad relativa entre los móviles en el desempeño sistema.
3. Cómo afecta en el desempeño del sistema el tener un escenario con dispersión isotrópica o uno con dispersión no-isotrópica.

Modificando los parámetros anteriores, en esta sección se presentan los escenarios que se tomaron en cuenta para hacer la comparativa entre las técnicas de estimación de canal que se describen en el siguiente capítulo.

- El primer experimento consistió en variar la frecuencia portadora f_c y la velocidad relativa v que hay entre el vehículo transmisor y el vehículo receptor para encontrar la frecuencia Doppler máxima f_{max} , mediante (2.34) [27], para observar el comportamiento de la función de transferencia en un escenario con dispersión isotrópica.

Los valores utilizados en nuestro simulador para un ancho de banda de 10 MHz según el estándar 802.11p [30], fueron de: $\Delta t = 6.4 \mu s$ y $\Delta \tau = 100$ ns, el análisis se hizo para una frecuencia portadora $f_c = 2.4$ GHz que es la usada en las tarjetas de red comerciales para WLANs y otra $f_c = 5.9$ GHz que es la establecida en el estándar 802.11p para ambientes vehiculares y para 1000 instantes de observación.

Las gráficas obtenidas para la función de transferencia del canal en el dominio tridimensional observadas por los móviles bajo estas condiciones se muestran en la Figura 2.12, 2.13 y 2.14, donde se puede observar que al aumentar la velocidad transmitiendo con una frecuencia portadora $f_c = 2.4$ GHz las variaciones en el canal son mas lentas que cuando se transmite a una $f_c = 5.9$ GHz. Por ello, se espera que los estimadores tengan un mejor desempeño si se transmite a una $f_c = 2.4$ GHz.

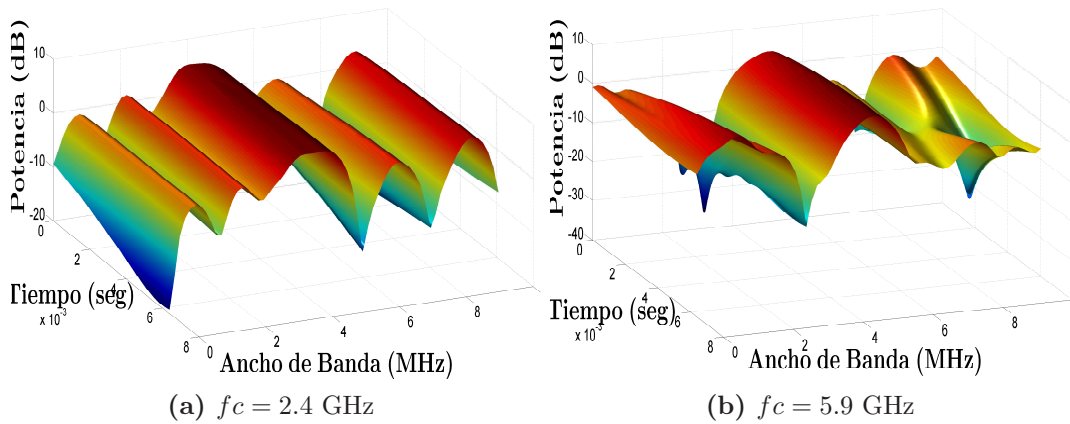
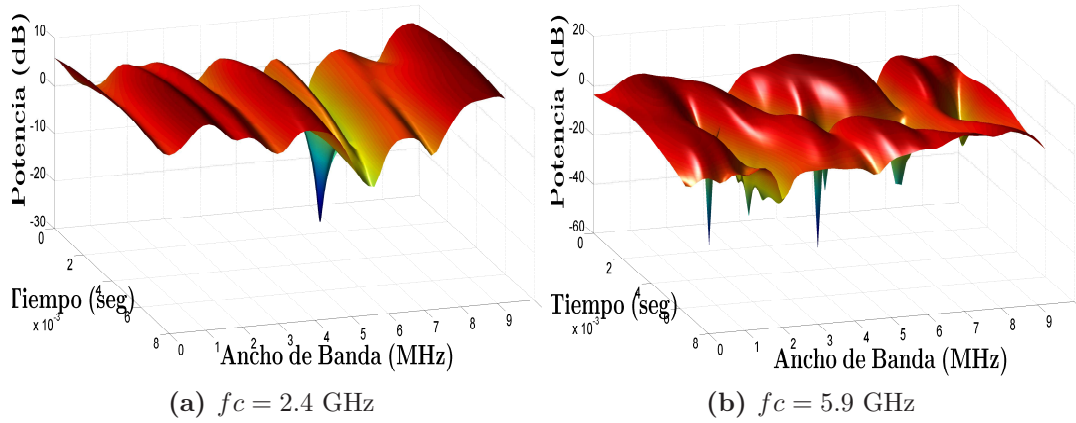
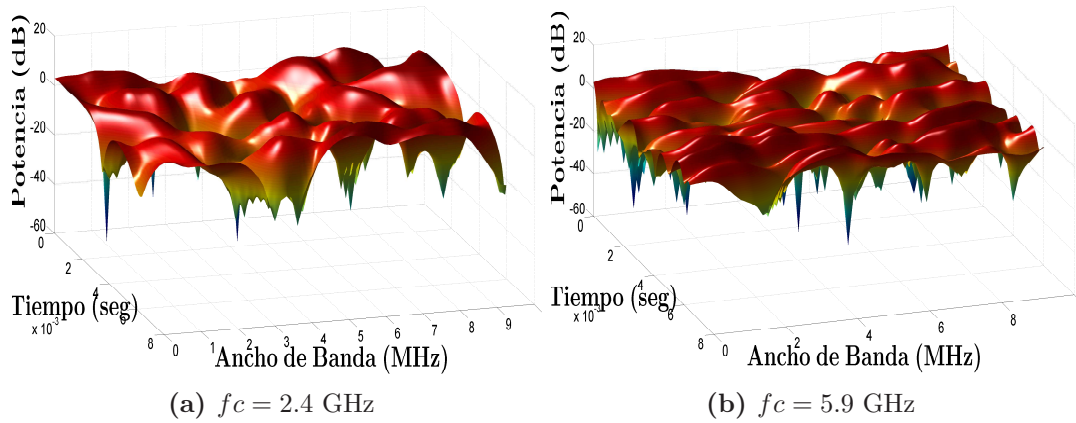


Figura 2.12: TF 3D para $v = 5$ km/h

Figura 2.13: TF 3D para $v = 25$ km/hFigura 2.14: TF 3D para $v = 150$ km/h

- El segundo experimento realizado con el simulador fue comparar un escenario con dispersión isotrópica y otro con dispersión no-isotrópica. Esto se hizo usando la PDF von Mises mostrada en la Figura 2.6, que nos ayuda a saber cuál es el AOA de los ecos recibidos mediante 2 factores que son:

1. κ : Parámetro de concentración determinado por la dispersión angular del canal.
2. μ : Denota la media del AOA de los ecos recibidos.

Para este análisis los valores fijos que se tomaron fueron $v = 50$ km/h, $f_c = 5.9$ GHz, $f_{max} = 274$ Hz, 1000 instantes de observación y lo que se hizo fue simular 4 escenarios: Primero uno isotrópico con $\kappa = 0$ y $\mu = 0$, luego 3 no isotrópicos, el primero con $\kappa = 5$ y $\mu = 0$, luego un escenario altamente no-isotrópico con $\kappa = 20$ y $\mu = 0$, y por último uno con $\kappa = 20$ y $\mu = 90$ para ver los cambios en la función de transferencia vista por los móviles.

Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 2.15, donde podemos observar que cuando se presenta un escenario isotrópico la función de transferencia del canal tiene más variaciones. Por otro lado, en el caso del escenario altamente no-isotrópico las variaciones del canal son menores.

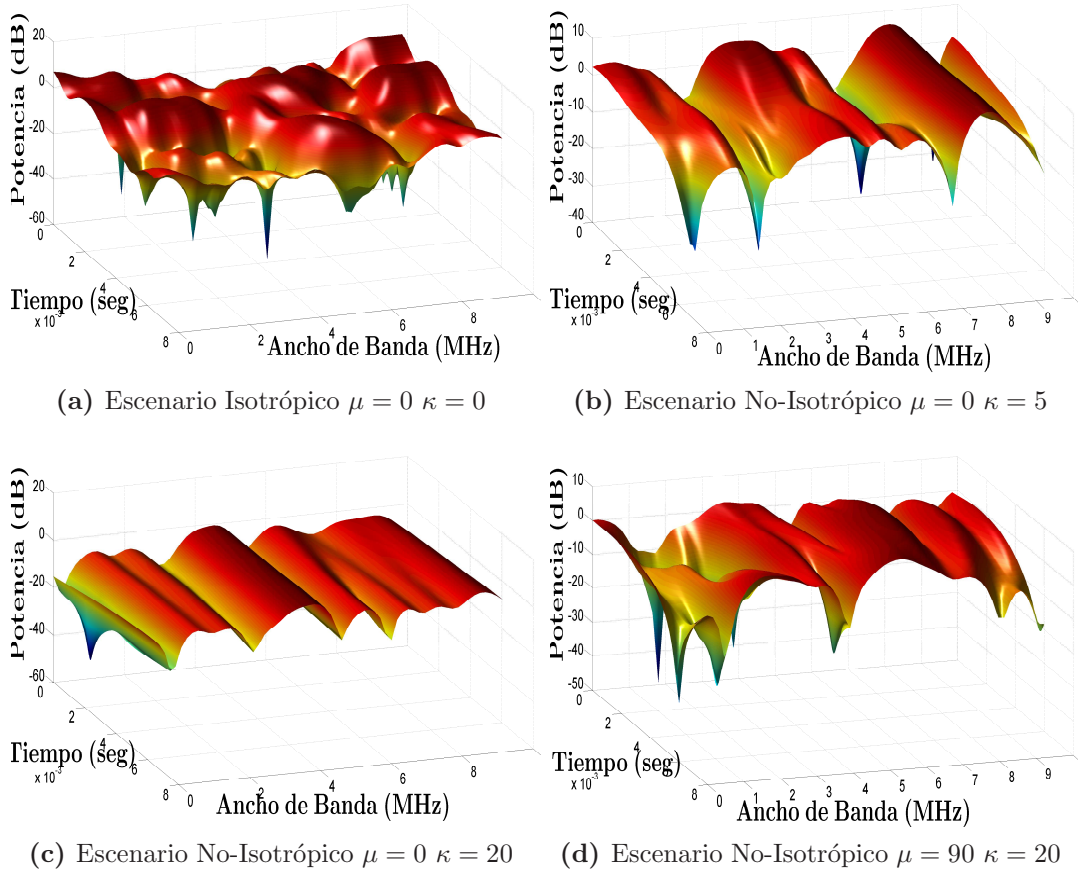


Figura 2.15: TF 3D Escenario Isotrópico y No-Isotrópico

2.7.3. Conclusiones

La TF generada en nuestro simulador de canal se vuelve más selectiva en el dominio de la frecuencia conforme se aumenta el valor de v y f_c ya que los efectos de f_{max} son mayores. Por otra parte, cuando se tiene un escenario con dispersión isotrópica la ACF decae más rápido, por lo que la TF del canal tiene más variaciones y correspondería al peor escenario que se puede enfrentar la señal. Cuando se tiene un escenario altamente no-isotrópico, la ACF se decrementa más lentamente, lo cual ocasiona que la TF generada tenga menos variaciones en el tiempo y sea el mejor escenario para transmitir la señal. Debido a lo anteriormente mencionado, podemos concluir que

nuestro simulador de canal funciona correctamente en escenarios de comunicaciones vehiculares.

Capítulo 3

Principios Básicos de OFDM y Estándar 802.11p

En el capítulo anterior pudimos constatar que lo que mas afecta el desempeño de un sistema de comunicaciones inalámbricas vehiculares es la propagación multitrayectoria. Los problemas generados por los distintos mecanismos de propagación se agudizan cuando la información se transmite sobre una sola portadora de datos, por lo que a mediados del siglo XX se comenzó a pensar en sistemas que transmitieran los datos sobre múltiples portadoras [18]. Conocidos como “Sistemas OFDM”, dividen el ancho de banda disponible en pequeños subcanales, cada uno con una subportadora de datos [31]. Actualmente los sistemas basados en OFDM han tenido un gran crecimiento, incluso ya se emplean en la difusión inalámbrica de audio y televisión digital, así como en redes inalámbricas de área local [18] y sistemas de comunicaciones vehiculares basados en tecnología DSRC.

Actualmente la técnica de OFDM ha sido estandarizada por los esquemas europeos de difusión de audio digital (DAB, Digital Audio Broadcasting) y de difusión de video digital (DVB, Digital Video Broadcasting). OFDM se eligió como la técnica de multiplexión en redes celulares de cuarta generación y en redes WLAN basadas en el estándar IEEE 802.11 (versiones a, g, n y p) [31].

En la primera parte de este capítulo se revisarán los conceptos mas importantes para un sistema de transmisión con multiportadoras basado en OFDM, en la segunda parte se examinarán los parámetros más importantes del estandar 802.11p para comunicaciones vehiculares y por último, en la tercera parte se implementará un simulador para un transceptor OFDM basado en los parámetros del estándar 802.11p.

3.1. Modelo de Señal OFDM

La técnica OFDM es un esquema de multiplexión diseñado especialmente para la transmisión de datos a altas velocidades en ambientes donde haya dispersión de la señal en tiempo y el canal manifieste selectividad en frecuencia. En ambientes con estos tipos de dispersión los sistemas tradicionales con una sola portadora se vuelven muy problemáticos cuando la tasa de transmisión de datos se incrementa porque la duración del símbolo T_s

se vuelve cada vez más pequeña con el fin de lograr la velocidad de transmisión deseada. Conforme la duración del símbolo T_s es mas pequeña, el ancho de banda que ocupa cada símbolo se incrementa, lo cual disminuye considerablemente la eficiencia espectral.

Cuando la duración de un símbolo transmitido es muy pequeña, la respuesta al impulso se vuelve muy larga en términos de la duración de los símbolos, ya que llegan copias del mismo pulso en distintos o iguales instantes de tiempo dependiendo de la cantidad y ubicación de los objetos dispersores existentes entre el transmisor y el receptor. El fenómeno de la dispersión origina que la señal recibida se ensanche ocasionando ISI [32].

El principio de OFDM es dividir un flujo de datos de alta velocidad en flujos paralelos de datos con velocidades menores para ser transmitidos sobre las N subportadoras, las cuales son ortogonales para que el receptor pueda separar las señales llevadas en cada una de ellas y hacer un uso mas eficiente del ancho de banda disponible [33]. La frecuencia de cada subportadora la obtenemos de la siguiente manera:

$$f_n = \frac{nW}{N} \quad (3.1)$$

donde n es un número entero y W es el ancho de banda total disponible dado por:

$$W = \frac{N}{T_s} \quad (3.2)$$

Por lo que la duración de cada símbolo enviado sobre cada subportadora, ahora tiene una duración mayor de N veces [32]. De (3.2) podemos obtener la nueva duración de los símbolos como:

$$T_s = \frac{N}{W} \quad (3.3)$$

Para transmitir la información deseada, lo primero es tener los datos en forma de bits o acomodarlos en un arreglo de bits denominado “símbolo” de tamaño N_{bps} para agruparlos en bloques de datos de tamaño $N \cdot N_{bps}$. Después los datos que contiene cada bloque se emplean para modular a un número de N subportadoras ortogonales siguiendo una relación uno a uno como se muestra en la Figura 3.1.

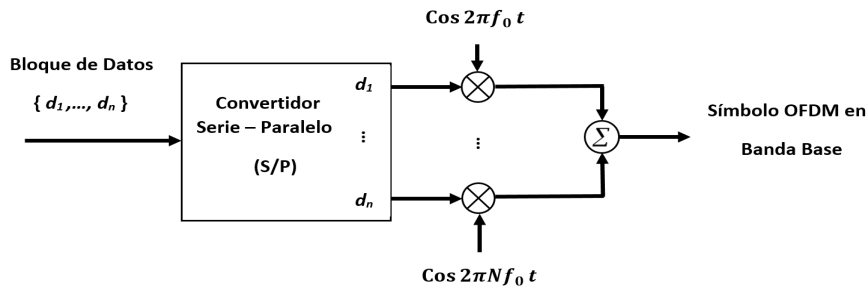


Figura 3.1: Modulador OFDM

Por último las N subportadoras moduladas se transmiten simultáneamente, obteniéndose así, un símbolo OFDM en banda base.

Si suponemos que los datos están modulados como símbolos complejos en BPSK, QPSK o QAM, podemos representar el símbolo OFDM en banda base de la siguiente manera:

$$s_{OFDM}(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^N d_n e^{j2\pi n f_0 t} \right\} \quad 0 \leq t \leq T_{OFDM} \quad (3.4)$$

donde $d_n = a_n + jb_n$ es el símbolo complejo para modular la n -ésima subportadora, T_{OFDM} es la duración temporal del símbolo OFDM en banda base y f_0 es la frecuencia fundamental dada por:

$$f_0 = \frac{1}{T_{OFDM}} \quad (3.5)$$

La implementación del sistema OFDM puede ser vista de 2 maneras. La primera es llamada “interpretación analógica” representada en la Figura 3.1. Dividir un flujo de datos en serie en N flujos de datos en paralelo, conlleva a tener $n = 1, 2, \dots, N$ osciladores locales para las f_n subportadoras. Cuando el número de subportadoras N es grande, el número de osciladores aumenta y además, se requerirían también N moduladores y N demoduladores analógicos. Una modulador OFDM de este tipo es muy complejo y poco práctico, debido a que el costo de implementación en hardware de múltiples osciladores locales es muy alto [18] [32].

Por esto, surgió una segunda alternativa que es más eficiente debido a que reduce la complejidad del sistema OFDM, y es conocida como “interpretación discreta”. Esta técnica se implementa en el dominio discreto y sustituye a los N moduladores y demoduladores analógicos por dispositivos de procesamiento digital de señales (DSP) que calculan la Transformada de Fourier Discreta (DFT, por sus siglas en inglés) del bloque de datos de la siguiente manera [18]:

Primero se aplica la Inversa de la Transformada de Fourier Discreta (IDFT, por sus siglas en inglés) al vector de N datos dado por $\mathbf{d} = (d_0, \dots, d_{N-1})^T$, donde $\{\cdot\}^T$ denota la transpuesta, obteniéndose así un vector $\mathbf{s} = (s_0, \dots, s_{N-1})^T$ cuyo k -ésimo elemento es:

$$s_k(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t_k}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (3.6)$$

donde

$$f_0 = \frac{1}{N\Delta t} \quad (3.7)$$

y

$$t_k = k\Delta t \quad (3.8)$$

En este proyecto, supondremos que $\mathbf{d}$ está en el dominio de la frecuencia y $\mathbf{s}$ en el dominio del tiempo. Así, Δt es el intervalo de tiempo que corresponde al período de muestreo del símbolo OFDM discreto.

Interpolando (3.6) podemos obtener la señal a transmitir $s(t)$ en el dominio continuo como:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t}, \quad 0 \leq t \leq N\Delta t \quad (3.9)$$

de la cual podemos observar que se puede obtener la señal $s_{OFDM}(t)$ descrita por (3.4). Por lo que los símbolos OFDM se pueden generar calculando la IDFT del vector $\mathbf{d}_n$ y llevando a cabo un proceso de conversión digital a analógico (D/A) [18].

Tomando la parte real de (3.6), el resultado es un vector donde su k -ésimo elemento está dado por:

$$g_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi n f_0 t_k) - b_n \sin(2\pi n f_0 t_k)] \quad (3.10)$$

cuya versión continua es:

$$g(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi n f_0 t) - b_n \sin(2\pi n f_0 t)] \quad (3.11)$$

$$g(t) = \frac{1}{N} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} \right\}, \quad 0 \leq t \leq N\Delta t \quad (3.12)$$

El proceso de demodulación (demultiplexión) de las señales definidas en las ecuaciones 3.9 y 3.12 se realiza con la operación inversa a la IDFT, la cual es la DFT, siempre y cuando se encuentren en un escenario sin ningún tipo de distorsión. Lo primero es muestrear la señal que se quiera demodular, ya sea $s(t)$ o $g(t)$ para posteriormente calcular la DFT de la señal muestreada.

El proceso para demodular $g(t)$ empezaría con muestrear la señal y obtener $g(m\Delta t)$ para $m = 0, 1, \dots, N - 1$ como:

$$g(m\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi n f_0 m\Delta t) - b_n \sin(2\pi n f_0 m\Delta t)] \quad (3.13)$$

sustituyendo el valor de f_0 dado en (3.7) tenemos:

$$g(m\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi n m/N) - b_n \sin(2\pi n m/N)] \quad (3.14)$$

Ahora, si aplicamos la DFT a la señal muestreada para generar el vector $\hat{\mathbf{d}}$ cuyo ℓ -ésimo elemento $\hat{d}_\ell$ esta dado por:

$$\hat{d}_\ell = \sum_{m=0}^{N-1} g(m\Delta t) e^{-j2\pi m\ell/N} \quad (3.15)$$

desarrollando (3.15):

$$\hat{d}_\ell = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi nm/N) - b_n \sin(2\pi nm/N)] \right\} e^{-j2\pi m\ell/N} \quad (3.16)$$

$$\hat{d}_\ell = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos(2\pi nm/N) e^{-j2\pi m\ell/N} - \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} b_n \sin(2\pi nm/N) e^{-j2\pi m\ell/N} \right\} \quad (3.17)$$

reordenando los términos:

$$\hat{d}_\ell = \frac{1}{N} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} a_n \sum_{m=0}^{N-1} \cos(2\pi nm/N) e^{-j2\pi m\ell/N} - \sum_{n=0}^{N-1} b_n \sum_{m=0}^{N-1} \sin(2\pi nm/N) e^{-j2\pi m\ell/N} \right\} \quad (3.18)$$

y sabiendo que la función sin y cos son ortogonales, tenemos:

$$\sum_{m=0}^{N-1} \cos(2\pi nm/N) e^{-j2\pi m\ell/N} = \begin{cases} \frac{N}{2}; & n = m. \\ 0; & n \neq m. \end{cases} \quad (3.19)$$

y

$$\sum_{m=0}^{N-1} \sin(2\pi nm/N) e^{-j2\pi m\ell/N} = \begin{cases} \frac{N}{2j}; & n = m. \\ 0; & n \neq m. \end{cases} \quad (3.20)$$

Por tanto, siempre que $n = m$ y por la propiedad de ortogonalidad, el ℓ -ésimo elemento $\hat{d}_\ell$ de (3.18) ahora estaría dado como:

$$\hat{d}_\ell = \begin{cases} 0; & n \neq \ell. \\ \frac{1}{N} \left[a_\ell \left(\frac{N}{2} \right) - b_\ell \left(\frac{N}{2j} \right) \right]; & n = \ell. \end{cases} \quad (3.21)$$

entonces:

$$\hat{d}_\ell = \frac{1}{2} [a_\ell + jb_\ell], \quad \ell = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.22)$$

el cual se puede identificar como el ℓ -ésimo simbolo transmitido d_ℓ [18].

Para reducir el costo computacional en la práctica se emplea el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) debido a que disminuye las N^2 operaciones necesarias para el cálculo de la DFT a una cantidad de $N \log N$ operaciones calculandolo mediante la FFT [18].

3.2. Ventajas de OFDM

Los mecanismos de propagación originan dispersión de la señal en el tiempo, y por tanto, selectividad en la frecuencia, lo cual ocasiona una gran disminución en el desempeño de un sistema de comunicaciones inalámbricas. La principal ventaja de OFDM es su gran resistencia a la selectividad en la frecuencia. Al tener un canal de banda ancha y dividirlo en pequeños subcanales, el ancho de banda ocupado por cada subcanal es típicamente menor que el ancho de banda de coherencia total del canal. Cada uno de los subcanales se convierte en un canal de banda angosta o “canal plano en frecuencia” ya que en todos se observan desvanecimientos planos. Por ello, en OFDM se puede enviar información a altas velocidades.

Otra ventaja de usar OFDM es la reducción de la ISI originada por la propagación multitrayectoria, gracias a que al transmitir los N símbolos de datos en paralelo, la duración de un símbolo OFDM es N veces mayor a la de un símbolo de datos QAM modulado en amplitud y cuadratura, lo cual representa que sólo haya ISI entre símbolos inmediatamente adyacentes.

En un sistema convencional de transmisión en serie sobre una sola portadora, en donde los símbolos de datos son aplicados a un modulador cuya frecuencia de trabajo esta justo en $(N + 1)f_0/2$ y la señal modulada ocupa todo el ancho de banda disponible W , si se produce un fuerte desvanecimiento de la señal en un instante de tiempo, provocaría la pérdida de varios bits de datos. En el sistema OFDM esto no sucede, ya que cada subcanal transmite uno de los N símbolos OFDM en paralelo durante un tiempo N veces mayor al del sistema convencional, por tanto, en situaciones donde haya un desvanecimiento fuerte, el desvanecimiento sólo afectará una fracción de la duración de los símbolos transmitidos en paralelo [31].

En un sistema OFDM se puede evitar la ISI si se agrega un tiempo de guarda de duración T_g al símbolo OFDM. T_g tiene que ser mayor al máximo retardo excesivo T_m ocasionado por la propagación multitrayectoria. Para incluir T_g en el símbolo OFDM lo que debemos hacer es añadir un grupo de muestras de valor cero (zero padding) al vector de muestras temporales del símbolo OFDM $s(t)$ o $g(t)$ antes de la conversión D/A. Después al llegar la señal al receptor se eliminan las muestras correspondientes a T_g y posteriormente se realiza la DFT.

Cuando la ortogonalidad de las subportadoras se ve afectada por la propagación multitrayectoria, se produce Interferencia Entre Subportadoras (ICI, por sus siglas en inglés). La solución para eliminar la ICI se denomina “prefijo cíclico”, que consiste en insertar una copia de las últimas $\lfloor T_g/\Delta t \rfloor$ ($\lfloor \bullet \rfloor$ redondea el número “ $\bullet$ ” al entero inferior) muestras del símbolo OFDM en el espacio destinado a T_g , lo cual garantiza la ortogonalidad entre las subportadoras.

Después de añadir las copias de las últimas $\lfloor T_g/\Delta t \rfloor$ muestras en el intervalo de tiempo que corresponde a T_g , la duración del símbolo OFDM está dada por $T_{OFDM} =$

$N + (\lfloor T_g/\Delta t \rfloor) \cdot \Delta t$. En la Figura 3.2 podemos observar gráficamente los conceptos de zero padding, T_g y prefijo cíclico.

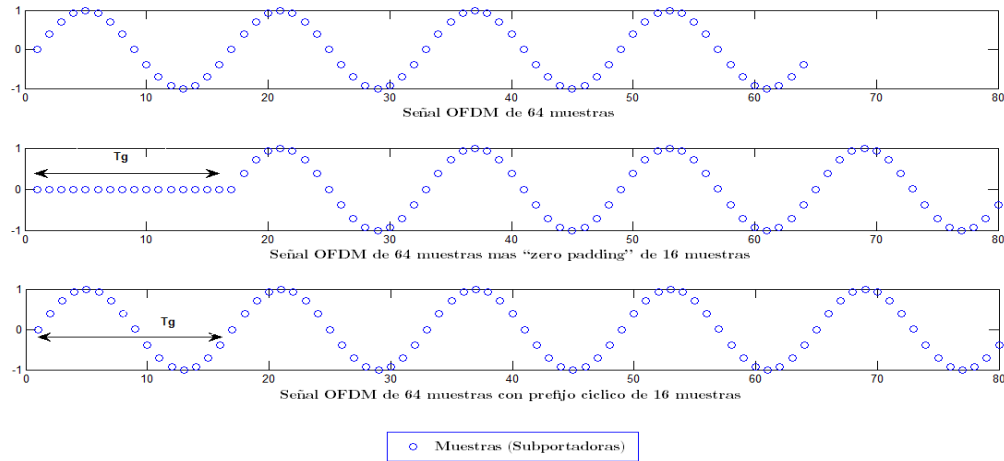


Figura 3.2: Técnica zero padding y prefijo cíclico. $T_g = 16\Delta t$

3.3. Problemas de OFDM

Además de los problemas generados por la propagación multitrayectoria, existen otros problemas que hay que tomar en cuenta a la hora de diseñar un sistema basado en OFDM para garantizar un buen desempeño. A continuación se hace una breve descripción de dichos problemas:

1. Pérdida de sincronismo de la portadora de RF. Ocurre cuando la frecuencia de la señal de la portadora y la frecuencia de la señal que genera el receptor para hacer la demodulación se encuentran mal sincronizadas. El espectro del símbolo OFDM sufre un desplazamiento, por lo que los puntos muestrales del espectro del símbolo OFDM no coinciden con la frecuencia exacta de las subportadoras, produciéndose así, ICI. La solución para mitigar este problema consiste en métodos de sincronismo [18].
2. Desplazamiento de la ventana de muestreo en el Receptor. Ocurre cuando la ventana sobre la que se muestrea el símbolo OFDM continuo no está alineada perfectamente con el inicio y fin de dicho símbolo a muestrear, ocasionando una rotación en la fase de los símbolos QAM contenidos en el símbolo OFDM. La solución a este tipo de problemas es utilizar mecanismos de sincronismo de trama [18].
3. Diferencia en la frecuencia de muestreo entre el transmisor y receptor. Ocurre cuando la frecuencia de muestreo entre el transmisor y receptor son diferentes, provocando un efecto conocido como “compresión-expansión” del espectro del símbolo OFDM el cual

da lugar a ICI. Esta diferencia generalmente se ajusta generando intencionalmente un error de muestreo pequeño y ajustándolo hasta obtener el resultado esperado [18].

4. PAPR. En un sistema basado en OFDM uno de los mayores problemas es conocido como “Peak-to-Average Power Ratio” (PAPR). Ocurre cuando 2 o más subportadoras se encuentran en fase. Esta sobreposición de las subportadoras ocasiona un alto valor de la PARP y causa cambios no lineales o “picos de potencia”. La eficiencia del receptor es muy sensible a dichos cambios en su etapa de procesamiento ya que dichos cambios no lineales afectan principalmente a los Convertidores de Señal Digital a Analógica (DAC, por sus siglas en inglés) y a los Amplificadores de Alta Potencia (HPA, por sus siglas en inglés), los cuales pueden disminuir severamente el desempeño del sistema debido a los altos picos de potencia inducidos, además de degradar la eficiencia en la etapa de detección. La solución a este tipo de problema es usar técnicas de reducción de la PAPR para señales OFDM [34].

3.4. Introducción al Estándar 802.11p

Los sistemas de transporte inteligente han estado bajo constante desarrollo desde principios de 1990. Actualmente existe gran interés en el estudio de tecnologías inalámbricas para que un vehículo pueda estar en comunicación con otros vehículos y también con otros dispositivos instalados a lo largo de la infraestructura del camino con el fin de mejorar los índices de seguridad vial. La tecnología elegida para soportar las aplicaciones de seguridad se conoce como DSRC, la cual basa sus parámetros de diseño para su capa PHY y subcapa MAC del modelo OSI en las especificaciones establecidas por el estándar 802.11p para ambientes vehiculares. Para las capas restantes, la tecnología DSRC se basa en las especificaciones de un conjunto de estándares conformada por cuatro documentos que son: IEEE 1609.1 para el manejo de los recursos disponibles para la red, IEEE 1609.2 para servicios de seguridad (aplicaciones y mensajes de seguridad), IEEE 1609.3 para servicios de red, y finalmente el IEEE 1609.4 para la operación multicanal [2]. Colectivamente el estándar 802.11p y el conjunto de documentos IEEE 1609.x son conocidos como WAVE [2] y se encuentran organizados como en la Tabla 1.1.

3.4.1. Descripción de la Capa Física

La capa PHY en el estándar 802.11p se divide en la subcapa PMD (Physical Medium Dependent) y la subcapa PLCP (Physical Layer Convergence Procedure).

3.4.2. Subcapa PMD

En la subcapa PMD se lleva a cabo la modulación y la técnica de OFDM para poder transmitir en tres distintos anchos de banda de 20, 10 ó 5 MHz. En distintas pruebas que se han hecho en Estados Unidos la sugerencia es que en una red inalámbrica Wi-Fi basada en el estándar 802.11a/g las implementaciones usen típicamente un canal de 20 MHz. Mientras que para los sistemas con tecnología DSRC basados en el estándar 802.11p, con 10 MHz se han obtenido mejores los mejores resultados en cuanto a los retardos ocasionados por la propagación multitrayectoria encontrados en un ambiente de comunicaciones vehiculares [1].

El estándar 802.11p especifica 4 distintas técnicas de modulación. En la Tabla 3.1. se puede apreciar que el tipo de modulación depende de la velocidad de transmisión de datos deseada [1].

Tabla 3.1: Velocidad de Datos para un Canal 802.11p de 10 MHz

Modulación	Tasa de codificación	Bits codificados por subportadora N_{BPSC}	Bits codificados por símbolo OFDM N_{CBPS}	Bits de datos por símbolo OFDM N_{DBPS}	Velocidad de transmisión de datos (Mb/s)
BPSK	1/2	1	48	24	3
BPSK	3/4	1	48	36	4.5
QPSK	1/2	2	96	48	6
QPSK	3/4	2	96	72	9
16-QAM	1/2	4	192	96	12
16-QAM	3/4	4	192	144	18
64-QAM	2/3	6	288	192	24
64-QAM	3/4	6	288	216	27

El espectro reservado para las comunicaciones con tecnología DSRC basadas en el estándar 802.11p se encuentra localizado en la banda de los 5.9 GHz. En Estados Unidos la FCC asignó un espectro que va desde los 5.85 GHz a los 5.925 GHz dividido en 7 canales de 10 MHz con una banda de guarda de 5 MHz en el extremo inferior como se ilustra en la Figura 3.3 [1]. Donde SCH corresponde a los canales que son usados para la difusión de los diferentes servicios prestados en la red, y CCH es el canal que se utiliza para intercambiar mensajes de control de red.

Conociendo la estructura del espectro, lo siguiente es saber como se realiza la división del ancho de banda disponible en cada uno de los canales utilizando la técnica de OFDM. El estándar 802.11p establece los parámetros mostrados en la Tabla 3.2 para dividir un canal de 10 MHz. La división del ancho de banda según el estándar se realiza con 64 subportadoras como se muestra en el mapeo de la Figura 3.4. Donde 48 subportadoras son utilizadas para enviar datos, 4 son subportadoras piloto, 11 subportadoras de los extremos son de guarda para evitar interferencia con canales adyacentes y en la subportadora asociada con la frecuencia central o portadora de DC no se transmite nada. Cada grupo de 64

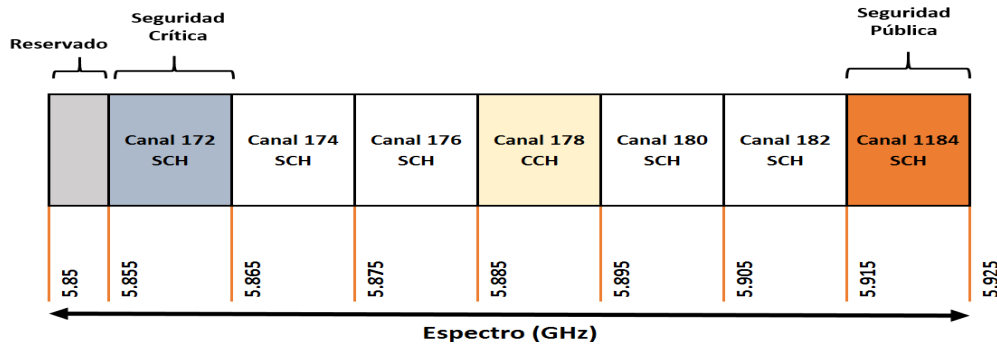


Figura 3.3: Estructura del Espectro en el Estándar 802.11p

subportadoras se asocia a un “símbolo OFDM” y tiene un espectro como el que se muestra en la Figura 3.5.

Tabla 3.2: Parámetros Básicos para un canal IEEE 802.11p de 10 MHz usando OFDM

Parámetro	Valor
Número de subportadoras de datos	48
Número de subportadoras piloto	4
Número total de subportadoras	64
Espacio de frecuencia entre cada subportadora	156.25 kHz
Intervalo de Guarda (GI)	1.6 μs
Intervalo de Símbolo	8 μs
Intervalo de Símbolo (sin incluir GI)	6.4 μs
Ancho de Banda Ocupado	8.3 MHz

3.4.3. Subcapa PLCP

La subcapa PLCP se encarga de realizar el mapeo de las tramas que provienen de la capa MAC para su envío a través del medio, añadiéndoles un preámbulo y una cabecera [1]. Dicha subcapa proporciona la información necesaria para convertir los datos a un formato de trama adecuado para su transmisión–recepción a través del medio mediante paquetes de datos.

La estructura mostrada en la Figura 3.6 permite conocer la información y la ubicación de cada uno de los símbolos OFDM que conforman un paquete de datos. Los primeros 10 símbolos ($t_1, \dots, t_{10}$) son usados para llevar a cabo la sincronización del sistema. Los siguientes símbolos T_1 y T_2 son idénticos y son usados como pilotos para el entrenamiento del sistema y llevar a cabo la estimación fina del estado del canal. Después de los símbolos de entrenamiento se envían los símbolos de datos. El primer símbolo de datos del campo Señal (SIGNAL) contiene la información acerca de la tasa de codificación, el tipo de modulación

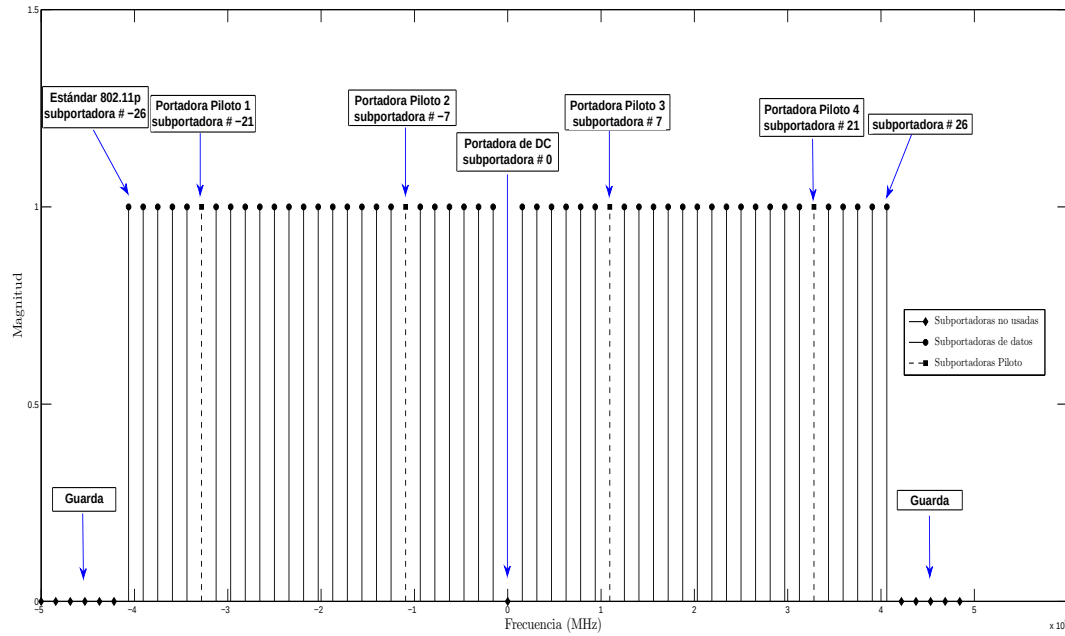


Figura 3.4: Mapeo de subportadoras para $W = 10$ MHz del estándar 802.11p

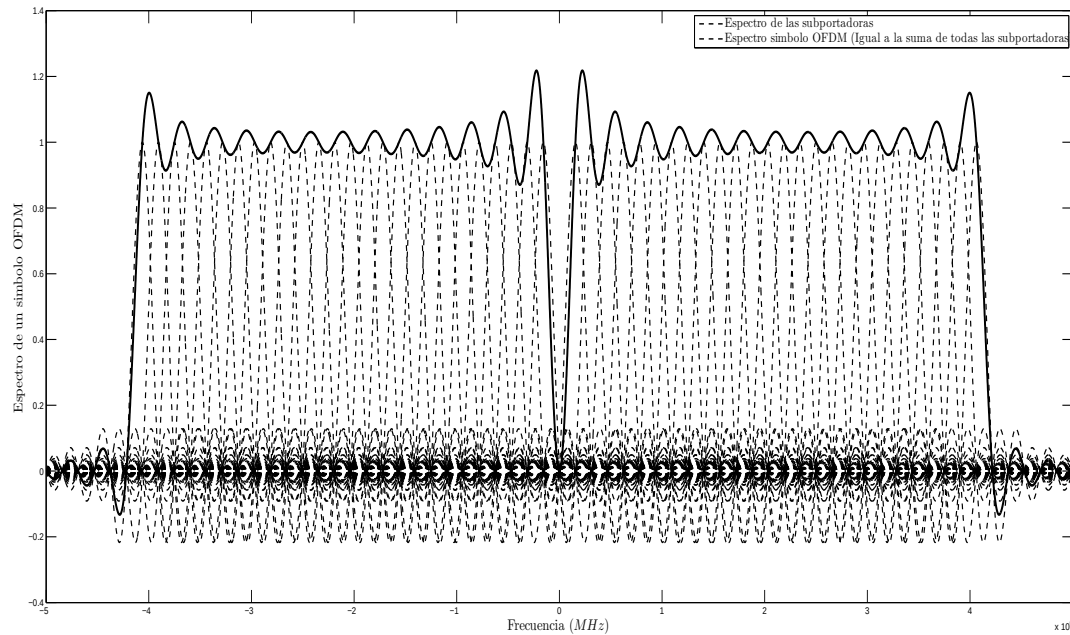


Figura 3.5: Espectro de un Símbolo OFDM de $T_{OFDM} = 6.4\mu s$ del estándar 802.11p

(BPSK ó QPSK) y la Longitud de la Trama de datos (FL, por sus siglas en inglés). Los siguientes símbolos de datos ($Data_1$, $Data_2$, ...) contienen la información que se desea

transmitir. Los símbolos de entrenamiento y los símbolos de datos tienen un Intervalo de Guarda (GI, por sus siglas en inglés) de $1.6 \mu s$ y una porción de datos de $6.4 \mu s$ ya que estamos usando los parámetros establecidos por el estándar 802.11p para un ancho de banda de 10 MHz.

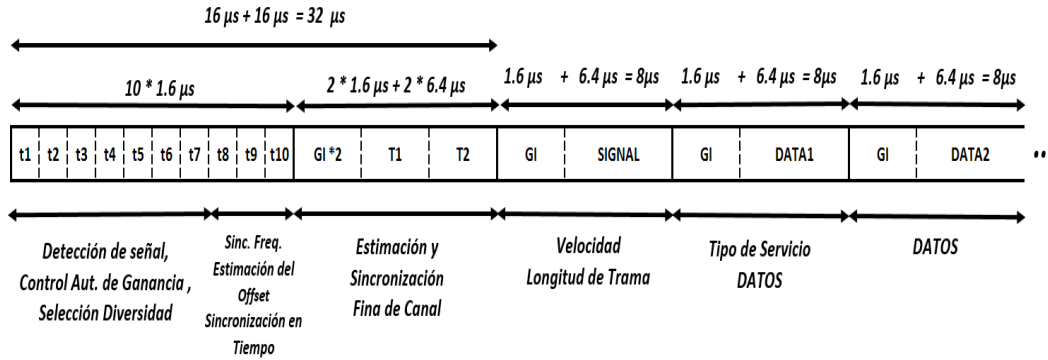


Figura 3.6: Estructura Preámbulo para el Entrenamiento en el Estándar 802.11p.

El estándar 802.11p especifica que el número de bits en el campo de DATOS (*DATA*) debe de ser un múltiplo entero del número de bits codificados por símbolo OFDM N_{CBPS} [30]. El estándar no restringe FL, sólo indica un tamaño que este entre 0 y 4095 bytes [30] [35] como se muestra en la Figura 3.8. Una FL muy grande, trae como resultado una actualización en la estimación del estado del canal muy lenta, pero una buena eficiencia espectral. Por otro lado, si FL es pequeña, la actualización de la estimación del estado del canal es más rápida, pero la eficiencia espectral disminuye ya que se envían más símbolos de entrenamiento. Por ello, hay que encontrar la FL que mejor se adapte a los requisitos de la aplicación con la cual se este trabajando.

El Campo de la Señal es el encargado de codificar la información para saber la FL. Está compuesto por 24 bits como se ilustra en la Figura 3.7. Los bits de 0 a 3 llevan la información de la tasa de codificación, el bit número 4 se encuentra reservado para usarse en el futuro en alguna aplicación que así lo requiera, los bits 5 hasta 16 llevan la codificación del campo para la FL con LSB siendo transmitido primero, el bit 17 es un bit de paridad par para los bits del campo FL, y por último se encuentran los bits de cola de la señal 18 a 23 los cuales siempre son puestos en cero [30] [36].

Por ejemplo, si se quiere enviar un mensaje de 1024 bytes = 8192 bits, teniendo en cuenta el formato del paquete de datos mostrado en la Figura 3.8, el procedimiento es:

- Anteponer los 16 bits del campo *SERVICIO* al mensaje y luego añadir los 6 bits de la cola de la señal.
- Luego, para enviar el mensaje resultante de 8214 bits a una velocidad de 4.5 Mb/s usando modulación BPSK y una tasa de codificación de 3/4, de la Tabla 3.1 podemos

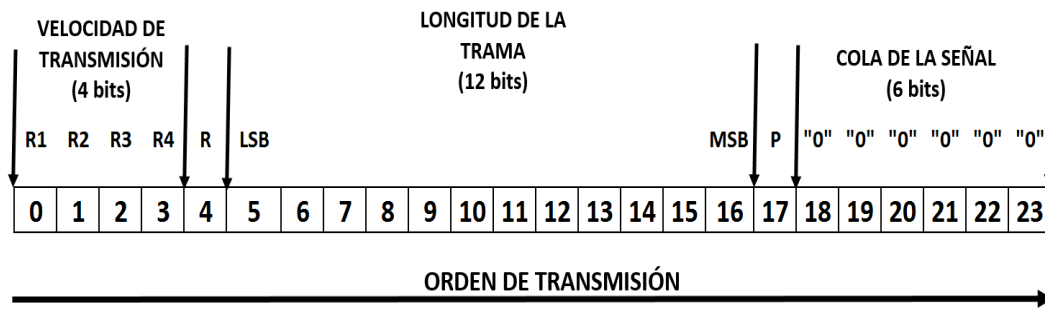


Figura 3.7: Asignación de bits para el campo SEÑAL

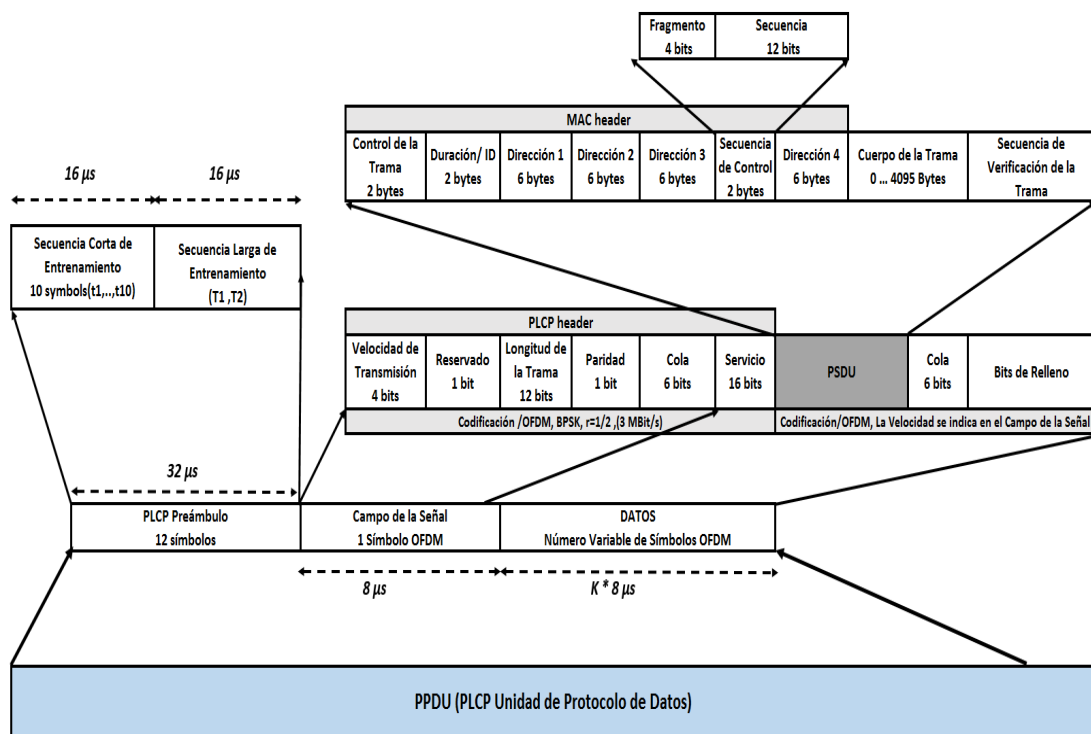


Figura 3.8: Formato Paquete de Datos 802.11p en un ancho de banda de 10 MHz

observar que 36 bits son de información y 12 bits son usados para la codificación en cada símbolo OFDM.

- Por último, como el número de bits de datos N_{DATA} debe ser un múltiplo de los bits codificados por símbolo OFDM N_{CBPS} (48, 96, 192, ó 288 bits), la longitud del mensaje es extendida mediante los N_{PAD} bits que sean necesarios indicados por el campo de la SEÑAL.

- El número de símbolos OFDM K , el número de bits de datos N_{DATA} y el número de bits N_{PAD} que tienen que ser añadidos para extender el mensaje, se calculan de la siguiente forma:

$$K = \lceil ((16 + 8 \cdot FL + 6) / N_{DBPS}) \rceil \quad (3.23)$$

$$N_{DATA} = K \cdot N_{DBPS} \quad (3.24)$$

$$N_{PAD} = N_{DATA} - (16 + 8 \cdot FL + 6) \quad (3.25)$$

donde el operador $\lceil \bullet \rceil$ redondea el número “ $\bullet$ ” al entero superior.

Los resultados para el mensaje de 1024 bytes que se obtienen son $K = 229$ pero para ese valor los datos no son un múltiplo de N_{CBPS} , por tanto se usa el bit de paridad 17 del campo *SEÑAL* y entonces $K = 228$ símbolos OFDM, $N_{DATA} = 8208$ bits y $N_{PAD} = 6$ bits.

3.5. Simulador Transceptor OFDM

El objetivo de esta sección es implementar un simulador en MATLABTM para un transceptor OFDM, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 3.9, similar al definido en el estándar 802.11p [30].

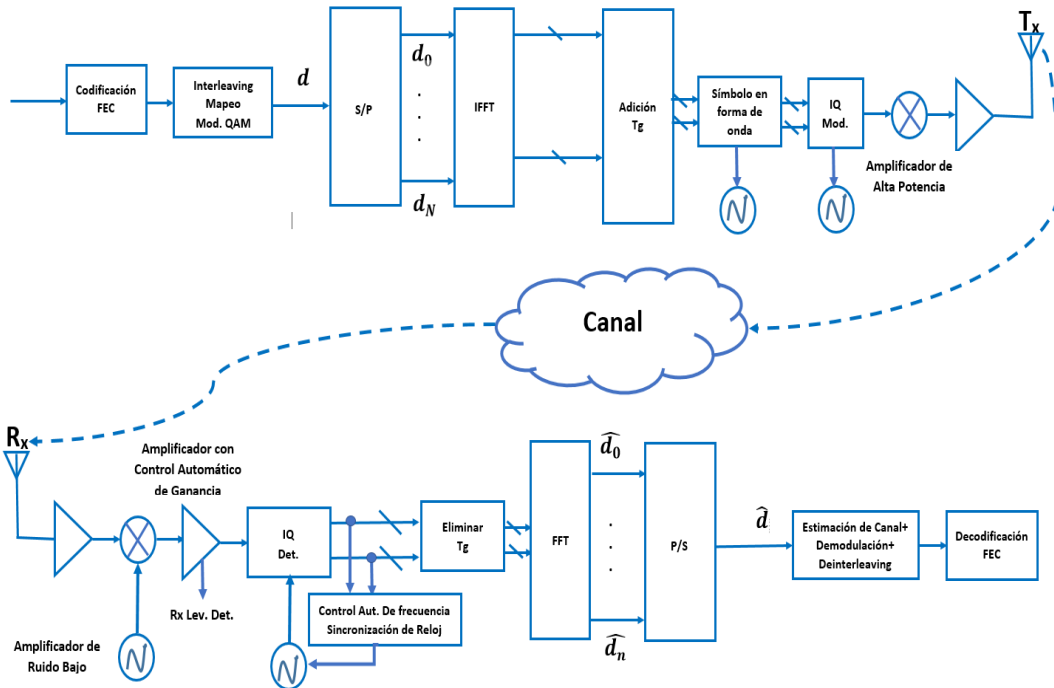


Figura 3.9: Diagrama de Bloques Transceptor OFDM

En el diagrama de bloques de la Figura 3.9 primero se generan los bits de datos de la información a transmitir para después pasar por el bloque de corrección de errores (FEC, por sus siglas en inglés). Luego, los bits codificados se mapean en el plano IQ para formar los símbolos QAM. Después de la modulación QAM se calcula la IFFT del bloque de N símbolos para obtener el símbolo OFDM definido en (3.4). Debido a que como se mencionó anteriormente, las subportadoras de los extremos (correspondientes a las frecuencias más altas), y la portadora de DC no se usan para transmitir información, el bloque de la IFFT tiene N entradas y N_{fft} salidas. Después del bloque de la IFFT sigue el bloque donde se inserta el tiempo de guardia y el prefijo cíclico. Posteriormente, el símbolo OFDM se transforma del dominio discreto al dominio analógico, obteniéndose un símbolo OFDM continuo en banda base para modular una portadora de frecuencia intermedia (IF, por sus siglas en inglés). El último proceso del transmisor es el de modular a la portadora de radiofrecuencia (RF, por sus siglas en inglés) con la portadora IF modulada por el símbolo OFDM continuo, para ser enviada a través del medio de transmisión. El proceso en el receptor es exactamente el mismo, pero, en un orden inverso [18].

Nota 1: En nuestro simulador no se consideró el bloque de codificación de canal ni el bloque para el entrelazado de bits (interleaving); además, el bloque del GI tampoco se tomó en cuenta ya que asumimos que el máximo retardo excesivo del canal no sobrepasa el GI del símbolo OFDM, lo cual implica que no hay ISI y que cada subportadora modulada percibe desvanecimientos planos. Además, consideramos una sincronización perfecta de todas las subportadoras, por lo que mantienen su ortogonalidad y no hay ICI. El simulador se implementó en banda base en el dominio discreto y cada una de sus partes se describe en la siguientes secciones.

Para verificar el funcionamiento del simulador primero se realizaron experimentos considerando un canal con ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN, por sus siglas en inglés), es decir, en un escenario donde no hay dispersión, desvanecimientos, selectividad en frecuencia y ningún tipo de interferencia, solamente las pérdidas generadas por el ruido eléctrico de la circuitería del sistema. Posteriormente se simulará el envío de los datos a través de un canal multiplicativo como el de la sección 2.7.

3.5.1. Simulador del Modulador

La primera parte de este bloque consiste en indicar el número de símbolos OFDM “ K ” que se quieren generar, el tipo de modulación m , es decir el número de bits por símbolo N_{bps} que se usará para modular los bits de datos (para BPSK $\rightarrow N_{bps} = m = 1$ y para QPSK $\rightarrow N_{bps} = m = 2$), la cantidad de portadoras N para un ancho de banda de 10 MHz y las P_d portadoras de datos disponibles (según el estándar 802.11p $N = 64$ y $P_d = 48$). Conociendo los parámetros m , K y P_d , lo siguiente es generar una fuente de $N_T = m \cdot K \cdot P_d$ bits de información, en la cual asumiremos que los datos que nos entrega están codificados y entrelazados. $N_d = m \cdot P_d$ es el número total de bits de datos

que transmite cada símbolo OFDM.

Una vez que tenemos los parámetros para generar los N_T bits de información a transmitir, el siguiente paso es darles un formato conocido como de no regreso a cero (NRZ, por sus siglas en inglés) y arreglarlos en un vector $\mathbf{d} = [d_i \dots d_{N_T}]$, con $i = 1, \dots, N_T$ cuyos elementos $d_i \in \{-1, 1\}$ se generan aleatoriamente con la misma probabilidad. Las instrucciones en MATLABTM se muestran a continuación:

```
m=1; % Tipo de Modulacion (BPSK=1, QPSK=2)
K=100000; % Numero de simbolos OFDM
N=64; % Numero Total de subportadoras
P_d=48; % Subportadoras disponibles para datos
N_T=m*K*P_d; % Numero de bits a transmitir
b=randint(1,N_T); % Generacion de bits
d=2*b-1; % Datos en formato NRZ
```

Después de tener los datos en el formato NRZ, hay que añadir el bloque de modulación QAM, es decir modulación BPSK (un solo bit de información por cada símbolo) o modulación QPSK (dos bits de información por cada símbolo), ambos en formato de codificación Gray como se muestra en la Tabla 3.3, para montar dichos símbolos QAM en su correspondiente subportadora de datos.

La modulación de los datos se hizo de la siguiente manera:

```
if m == 1 % Generacion de los simbolos BPSK
    x = d;
else % Generacion de los simbolos QPSK
    dp = reshape(x, 2, (K*P_d));
    x1 = dp(1,:) + j*dp(2,:);
    x = x1/sqrt(2); % Normalizacion energia del simbolo QPSK
end
```

Tabla 3.3: Codificación para BPSK y QPSK

(a) Codificación para BPSK

Código	Salida I	Salida Q
d_0	m_0	m_1
-1	-1	0
1	1	0

(b) Codificación para QPSK

Código	Salida I	Salida Q
-1	-1	-1
-1	1	-1
1	-1	1
1	1	1

Con el bloque de modulación añadido al simulador, los diagramas polares de los símbolos para BPSK y QPSK obtenidos se muestran en la Figura 3.10.

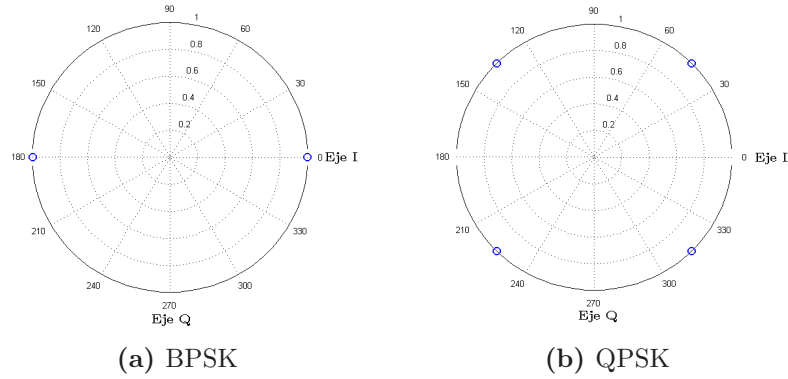


Figura 3.10: Diagramas polares para BPSK y QPSK

Luego de la modulación los símbolos se encuentran agrupados en el vector $\mathbf{x}$ para ser montados en las subportadoras de datos. En el vector $\mathbf{x}$ los datos se encuentran en serie y hay que cambiarlos a paralelo, es decir, reestructurar el vector $\mathbf{x}$ para obtener la matriz de datos $\mathbf{D}_{P_d \times K}$ de tal manera que:

$$\mathbf{D}_{P_d \times K} = [\mathbf{t}_n \dots \mathbf{t}_K], \quad n = 1, \dots, K \quad (3.26)$$

Esto se hizo de la siguiente manera en MATLABTM:

```
D = reshape(x, P_d, K);
```

donde cada vector columna $\mathbf{t}_n$ contiene los datos (símbolos QAM $\rightarrow$ BPSK ó QPSK) que transporta el K -ésimo símbolo OFDM.

Ahora, el siguiente paso es montar los vectores de datos $\mathbf{t}_n$ en las posiciones de las subportadoras P_d disponibles para datos y no transmitir nada en las posiciones restantes, incluyendo la portadora de DC como se muestra en el mapeo de la Figura 3.4 para obtener la matriz de transmisión de datos $\mathbf{F}_{N \times K}$.

La distribución de los datos en MATLAB se realizó de la siguiente manera:

```
F = zeros(N,K); % N portadoras y K simbolos OFDM
F([2:7], :) = D([1:6], :);
F([9:21], :) = D([7:19], :);
F([23:27], :) = D([20:24], :);
F([39:43], :) = D([25:29], :);
F([45:57], :) = D([30:42], :);
F([59:64], :) = D([43:48], :);
```

De las instrucciones anteriores, podemos observar que la matriz $\mathbf{D}$ contiene la de información cada uno de los símbolos OFDM para las 48 subportadoras de datos y se distribuyeron en la matriz $\mathbf{F}$ como indica el mapeo del estándar 802.11p de la Figura 3.4 para poder ser transmitidos. Las subportadoras se encuentran ordenadas de 0 a $f_{max}/2$

(subportadora #0 hasta la #31 del estándar 802.11p) y luego de $-f_{max}/2$ a 0. La primera parte son todas las subportadoras que corresponden a las frecuencias positivas, por tanto, el primer renglón de $\mathbf{F}$ corresponde a la subportadora de DC, de 2 a 7 son las primeras subportadoras de datos, el renglón 8 es la primera subportadora piloto, de 9 a 21 son subportadoras de datos, en 22 se encuentra la segunda subportadora piloto, de 23 a 27(subportadora #26 del estándar 802.11p) son subportadoras de datos, de 28 a 32 (que es la subportadora que corresponde a f_{max}) son las subportadoras de guarda para las frecuencias positivas. La segunda parte pertenece a las frecuencias negativas, por lo que el renglón 33 sería $-f_{max}/2$, entonces de 33 a 38 es el intervalo de guarda para las frecuencias negativas, de 39 (portadora # -26 del estándar 802.11p) a 43 son subportadoras de datos, 44 es la tercera subportadora piloto, de 45 a 57 son subportadoras de datos, 58 es la cuarta subportadora piloto, de 59 a 64 (subportadora # -1 del estándar 802.11p) son las últimas subportadoras de datos.

Los datos que contiene la matriz $\mathbf{F}$ están en el dominio de la frecuencia, por lo que siguiendo el diagrama de bloques de la Figura 3.9, el siguiente paso es el de la IFFT para pasar al dominio del tiempo y añadir el bloque para el $GI=T_g$. En nuestro caso se hizo la consideración de que el máximo retardo excesivo del canal no sobrepasa el GI del símbolo OFDM por lo que dicho bloque se omitió. Por tanto, solo consideraremos el bloque de la IFFT para el caso de la transmisión sobre el canal AWGN, pero para el caso del canal multiplicativo, la transmisión y recepción se realizará en el dominio de la frecuencia.

Para realizar la IFFT en MATLABTM se hizo de la siguiente manera:

```
x1=ifft (F) *N/sqrt (P_d) ;
```

donde el factor $N/\sqrt{P_d}$ sirve para normalizar la energía de los símbolos OFDM.

Con la IFFT termina el bloque de la modulación y podemos comenzar a transmitir los datos. Para el caso del canal canal multiplicativo los datos se transmiten directamente con la matriz $\mathbf{F}$, y en el caso del canal AWGN hay que reacomodar los datos como se indica en la Sección 3.5.2.

La Figura 3.11 muestra un ejemplo del espectro de la señal OFDM generada por el simulador. En la figura puede observarse que el espectro contiene nulos en los espacios reservados para las portadoras piloto y para el componente de DC, así como en los espacios designados como de guarda.

3.5.2. Simulador del Canal AWGN

La primera prueba que se efectuó para verificar el buen funcionamiento de nuestra plataforma de simulación consistió en transmitir los datos a través de un canal AWGN puro. Después del bloque de la IFFT, cada columna de $\mathbf{X}_1$ representa un símbolo OFDM en el dominio del tiempo. La transmisión de los datos se realizó de la siguiente manera:

```
x2=reshape (X1,1 , N*K) ;
```

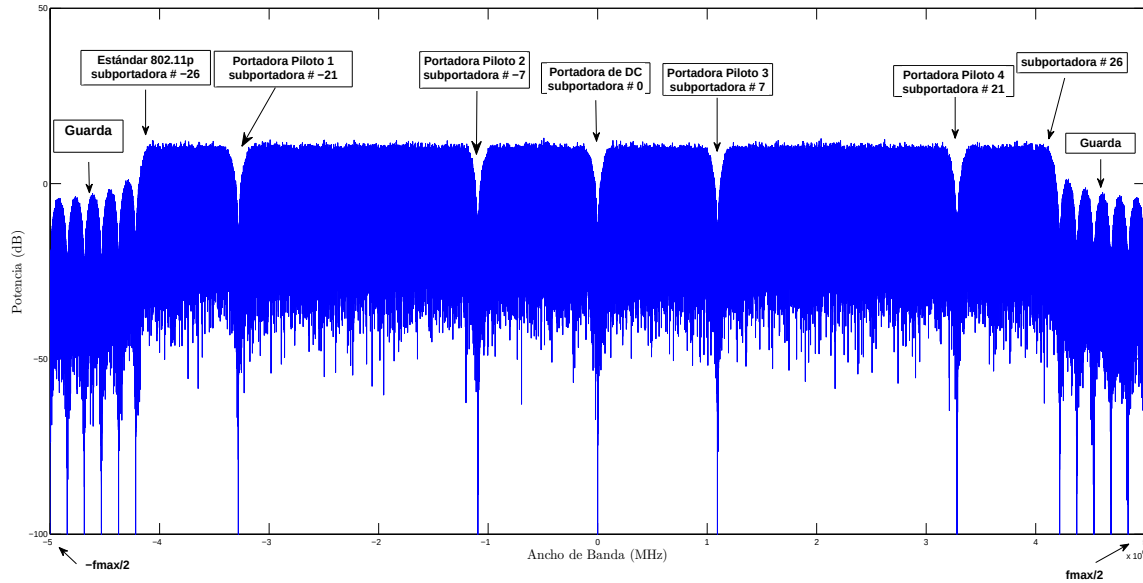


Figura 3.11: Espectro símbolo OFDM simulación

en el vector $\mathbf{x}_2$ los datos están en el dominio del tiempo y en serie. Ahora hay que generar el vector de ruido con las mismas dimensiones para obtener el vector $\mathbf{r}_{1 \times N \cdot K}$ de datos recibidos dado por:

$$\mathbf{r}_{1 \times N \cdot K} = (\mathbf{x}_2)_{1 \times N \cdot K} + (\mathbf{n}_0)_{1 \times N \cdot K} \quad (3.27)$$

donde el vector $(\mathbf{n}_0)_{1 \times N \cdot K}$ representa el ruido AWGN, $(\mathbf{x}_2)_{1 \times N \cdot K}$ es el vector que contiene todos los símbolos OFDM en serie, y $\mathbf{r}_{1 \times N \cdot K}$ el vector de datos recibidos. Las gráficas que se obtuvieron en el simulador para los símbolos QAM contaminados por el ruido AWGN se muestran en la Figura 3.12, en donde puede apreciarse que el ruido solo perjudica a la amplitud de los símbolos y las fases permanecen iguales.

Las instrucciones usadas en MATLABTM fueron las siguientes:

```
Pn = (N/P_d)*10^( -EbNo(k)/10 ); % Potencia del ruido AWGN en dB
n0 = (randn(1,(N*K))+j*randn(1,(N*K)))*sqrt(Pn/(2*m)); % Vector de
% ruido AWGN
r = x2 + n0; % senal contaminada por ruido AWGN
```

3.5.3. Simulador del Canal Multiplicativo

La segunda parte para probar el simulador consistió en simular la transmisión de los datos a través del canal multiplicativo de la Sección 2.7. El simulador de canal permite generar la función de transferencia del canal, es decir, se encuentra en el dominio de la frecuencia al igual que la matriz de datos $\mathbf{F}$, por lo que podemos omitir el bloque de la

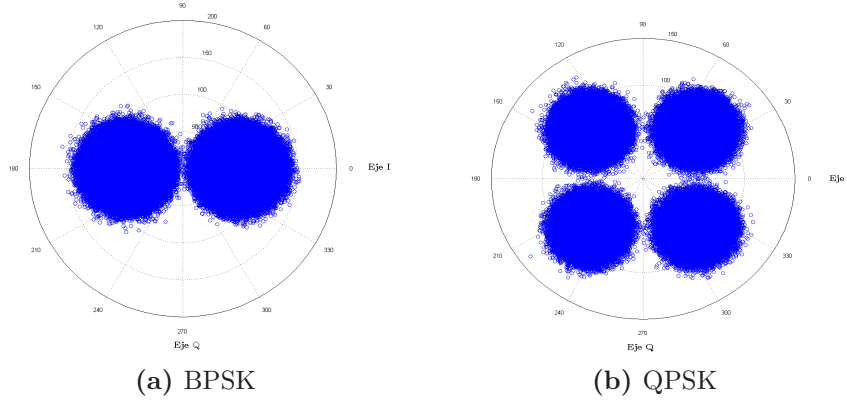


Figura 3.12: Diagramas polares para BPSK y QPSK contaminados con AWGN

IFFT y transmitir los datos directamente en el dominio de la frecuencia. La transmisión de los datos se realiza en paralelo sobre cada una de las subportadoras. Esto se hizo de la siguiente manera:

$$\mathbf{R}_{N \times K} = \mathbf{F}_{N \times K} \cdot \mathbf{H}_{N \times K} + \mathbf{N}_{0N \times K} \quad (3.28)$$

donde el operador $\{\cdot\}$ indica el producto de Hadamard (producto de dos matrices elemento por elemento), la matriz $\mathbf{N}_{0N \times K}$ representa el ruido AWGN, $\mathbf{H}_{N \times K}$ corresponde a la matriz de canal, $\mathbf{F}_{N \times K}$ es la matriz de datos (cada columna corresponde a un símbolo OFDM y cada renglón es una subportadora de datos), y $\mathbf{R}_{N \times K}$ es la matriz de datos recibidos.

Las instrucciones usadas en MATLABTM fueron las siguientes:

```
H = generaTF(K); % Genera la funcion de transferencia
R = F.*H + N0;
```

donde $\mathbf{H}_{N \times K}$ se obtiene de la función *generaTF* la cual nos devuelve la TF del canal multiplicativo de la sección 2.7. Las gráficas que se obtuvieron en el simulador para los símbolos QAM distorsionados por el canal multiplicativo se muestran en la Figura 3.13, donde se observa que los efectos del canal afectan la fase y la amplitud de los símbolos, por lo que es necesario un bloque de igualación de canal para contrarrestar dichos efectos antes de llevar a cabo la demodulación de la señal.

Para realizar la igualación del canal, se consideró un bloque de igualación perfecta, es decir, supusimos que conocíamos el estado del canal por completo. Primero se obtuvo el coeficiente de igualación de canal con un filtro acoplado dado por:

$$\mathbf{C}_{N \times K} = \text{conj}(\mathbf{H}_{N \times K}) \quad (3.29)$$

después, teniendo el coeficiente de igualación, se usó para contrarrestar los efectos del canal y generar la señal ecualizada dada por $\mathbf{R}_{eqN \times K}$ de la siguiente manera:

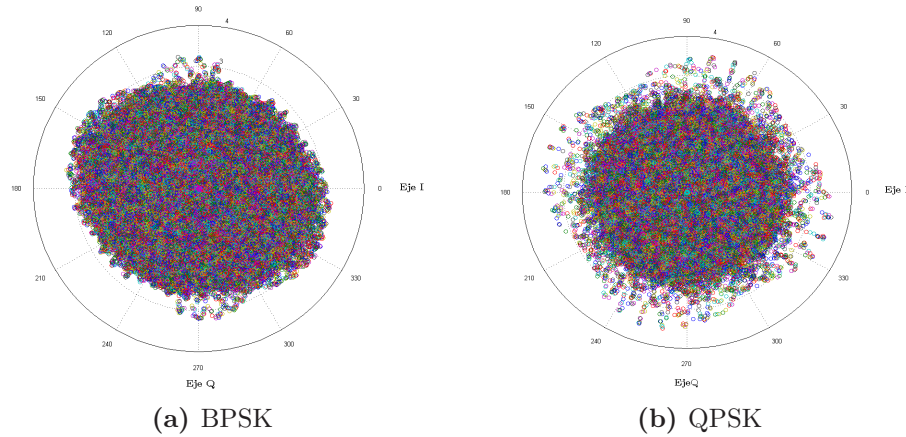


Figura 3.13: Diagramas polares para BPSK y QPSK distorsionados por el canal

$$\mathbf{R}_{eq_{N \times K}} = \mathbf{R}_{N \times K} \cdot \mathbf{C}_{N \times K} \quad (3.30)$$

cuyas instrucciones en MATLABTM fueron las siguientes:

```
C = conj(H);           % Filtro Acoplado
% C = 1./H;             % Zero Forcing (Forzador de Ceros)
Req=R.*C;
```

Existen otras opciones para realizar la igualación de canal. Una de ellas es la del filtro Forzador de Ceros (ZF, por sus siglas en inglés), el cual corrige las variaciones en la amplitud y en la fase de los símbolos QAM recibidos. Pero, la mejor opción en un ambiente de comunicaciones vehiculares fue la del filtro acoplado ya que corrige la rotación en fase de los símbolos QAM originada por los efectos del canal. Las gráficas que se obtuvieron en el simulador para los símbolos QAM multiplicados por el coeficiente de igualación se ilustran en la Figura 3.14.

3.5.4. Simulador del Demodulador

Después de obtener la señal recibida en $\mathbf{r}_{1 \times N \cdot K}$ en el canal AWGN el bloque siguiente para demodular los datos es el de la FFT, el cual se implementó en MATLABTM para que opere sobre las columnas de una matriz, y como los símbolos OFDM están arreglados en serie en un vector, hay que reestructurarlos y ponerlos en paralelo para poder aplicar la FFT. Esto se hizo de la forma siguiente en MATLABTM:

```
y=reshape(r,N,K);      % Se vuelve a convertir de serie a paralelo
Y1=fft(y)*sqrt(N);     % Se obtiene la FFT de cada columna (símbolo OFDM)
```

En el caso de el canal multiplicativo, al obtener la señal ecualizada $\mathbf{R}_{eq_{1 \times N \cdot K}}$ los datos se encuentran en el dominio de la frecuencia, por lo que podemos comenzar con la demodulación de los datos.

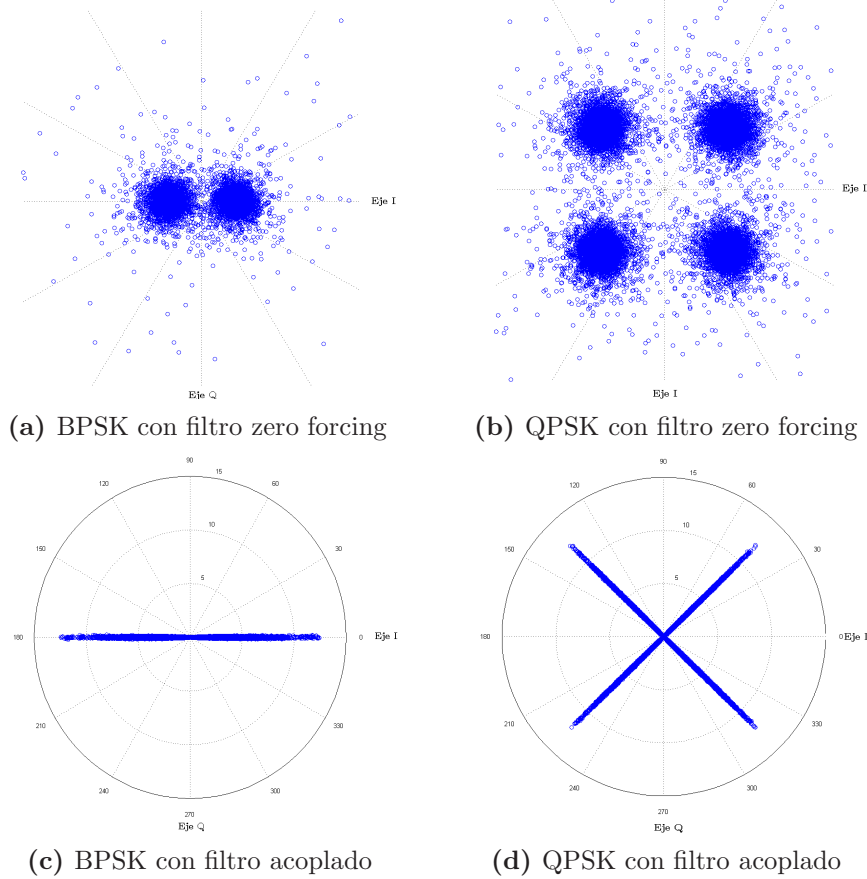


Figura 3.14: Diagramas polares para BPSK y QPSK con igualación de canal

Teniendo los símbolos OFDM en el dominio de la frecuencia, arreglados en paralelo en la matriz $\mathbf{Y}_{1N \times K}$ y $\mathbf{R}_{eq1 \times N \cdot K}$, hay que extraer la información de las subportadoras de datos y ordenarlos en la matriz $(\mathbf{Y}_2)_{P_d \times K}$ de la siguiente forma:

```
Y2 = zeros(P_d,K); % Datos Canal AWGN
Y2([1:6], :) = Y1([2:7], :);
Y2([7:19], :) = Y1([9:21], :);
Y2([20:24], :) = Y1([23:27], :);
Y2([25:29], :) = Y1([39:43], :);
Y2([30:42], :) = Y1([45:57], :);
Y2([43:48], :) = Y1([59:64], :);
```

```
Y2 = zeros(P_d,K); % Datos Canal multiplicativo
Y2([1:6], :) = Req([2:7], :);
Y2([7:19], :) = Req([9:21], :);
Y2([20:24], :) = Req([23:27], :);
Y2([25:29], :) = Req([39:43], :);
Y2([30:42], :) = Req([45:57], :);
Y2([43:48], :) = Req([59:64], :);
```

Con la información de los datos recibidos, hay que hacer la conversión de paralelo a serie para poder compararlos con los datos transmitidos mediante la siguiente instrucción:

```
w = reshape (Y2,1,P_d*K)      % datos en serie
```

donde $\mathbf{w}_{P_d \times K}$ es un vector que contiene una estimación de los símbolos QAM que se transmitieron, pero hay que pasarlos por una etapa de detección z_1 y z_2 , que nos ayudará a decidir si lo que se envió fue un “1” cuando el argumento sea mayor que cero o un “-1” cuando el argumento sea menor que cero, para organizarlos en un vector $\mathbf{Z}_{P_d \times K}$ y poder compararlos con los símbolos transmitidos en el formato NRZ. La etapa de detección en MATLABTM quedó de la siguiente manera:

```
zr = real(w);           % En BPSK solo se usa la parte real
zc = imag(w);           % En QPSK se usa la parte real y la imaginaria

z1 = sign(zr);          % Signo de la parte real
z2 = sign(zc);          % Signo de la parte imaginaria
Z = [z1; z2];           % Vector en formato NRZ generado para QPSK a partir de
                        % los signos de la parte real e imaginaria
```

El último paso de la demodulación es el conteo de los errores entre los datos transmitidos y los datos recibidos, lo cual se hizo mediante la comparación entre $\mathbf{d}$ y $\mathbf{d}_r$ y dividiendo al número de errores o elementos diferentes entre $N_T = K \cdot P_d$ con las siguientes instrucciones en MATLABTM:

```
if m == 1                % Condicion para el conteo de errores en BPSK
    dr = z1;
else                      % Condicion para el conteo de errores en QPSK
    dr = reshape(Z, 1, m*K*P_d);
end
E = d-dr;                % Calculo de los errores
pe = [pe length(find(E)) / (m*K*P_d)]; % Probabilidad de error
```

Para verificar el funcionamiento correcto de nuestro transceptor, el siguiente paso fue comparar las curvas de desempeño obtenidas en la simulación con sus respectivas curvas de desempeño teóricas [18] dadas por:

- Para la transmisión sobre el canal AWGN puro

$$Pe(SNR) = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{N_{bps}}} \right) \quad (3.31)$$

donde erfc es la función de error complementario.

- Para la transmisión sobre el canal multiplicativo con desvanecimientos tipo Rayleigh

$$Pe(SNR) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{1}{1 + \frac{SNR}{N_{bps} \sin^2(\theta)}} d\theta \right) \quad (3.32)$$

donde N_{bps} es el número de bits por símbolo y $SNR = E_b N_o \cdot N_{bps}$.

La gráfica obtenida para la BER para la transmisión sobre el canal AWGN y el canal multiplicativo obtenidas de las Ecuaciones 3.31 y 3.32, y las obtenidas en nuestro simulador del transceptor OFDM se muestran en la Figura 3.15.

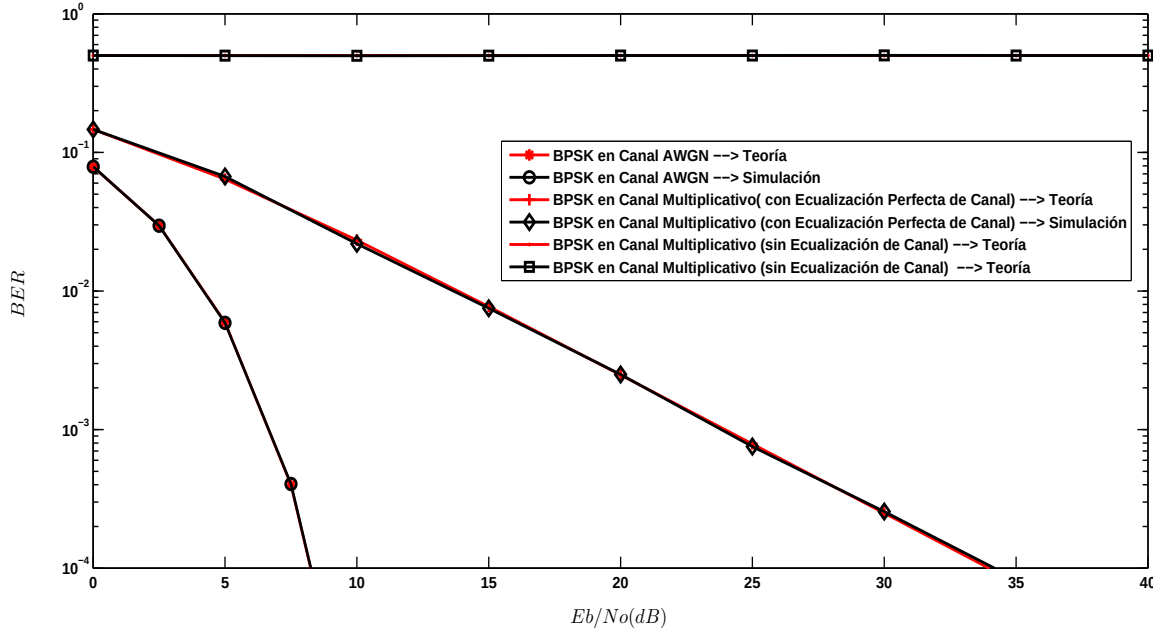


Figura 3.15: Curvas de Desempeño sobre Canal AWGN y sobre un canal Multiplicativo

3.6. Conclusiones

Para comprobar el funcionamiento de nuestro simulador, primero se simuló la transmisión sobre un canal AWGN, luego sobre el canal $\mathbf{H}$ sin estimación ni igualación de canal, y por último usando estimación e igualación perfecta (conocimiento de todo el canal $\mathbf{H}$). Los resultados se compararon con las curvas de desempeño teóricas. La gráfica de las curvas de desempeño correspondientes a cada uno de los casos muestran que el simulador funciona correctamente ya que las curvas teóricas coinciden con las curvas obtenidas en la simulación como se muestra en la Figura 3.15. Para el caso en el que no se aplica la estimación e igualación de canal, la probabilidad de error teóricamente es de 0.5 y en los resultados obtenidos podemos apreciar que dicho valor coincide con el resultado alcanzado en la simulación.

Capítulo 4

Técnicas de Estimación de Canal para Sistemas con Tecnología DSRC

El proceso que le permite al receptor adquirir información sobre el estado del canal se denomina “estimación de canal” y la técnica utilizada para poder revertir las variaciones que introdujo el canal sobre la señal transmitida se conoce como “igualación de canal”. Las técnicas de igualación pueden ser aplicadas en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, pero en OFDM, éstas se implementan por lo general en el dominio de la frecuencia [18]. Por ello, en esta tesis se consideran únicamente técnicas de estimación e igualación implementadas directamente en el dominio de la frecuencia.

El objetivo de este capítulo es evaluar las prestaciones de las técnicas de estimación de canal que están siendo consideradas actualmente para su posible adopción en dispositivos para comunicaciones vehiculares con tecnología DSRC basados en el estandar IEEE 802.11p. En concreto, se analizan las prestaciones de la técnica de estimación LS y de la técnica de estimación STA. La técnica LS se ha utilizado ampliamente en tarjetas WiFi para comunicaciones inalámbricas fijas, mientras que la técnica STA se propuso recientemente en [5] como una solución para la transmisión de datos en entornos vehiculares en donde se requiere realizar un seguimiento dinámico del estado del canal.

El resto del capítulo está organizado en tres partes. En la primera se presenta una revisión general de los tipos de estimadores. En la segunda parte, se analizan las prestaciones del estimador LS en términos de la BER. Las prestaciones del estimador LS se evalúan utilizando el simulador de canal propuesto en la sección 2.7 y el simulador para el transceptor OFDM de la Sección 3.5 considerando:

1. El incremento en la velocidad relativa entre los móviles al transmitir sobre una frecuencia portadora de $f_c = 2.4$ GHz, la cual es utilizada en las comunicaciones inalámbricas WiFi comerciales basadas en el estándar 802.11g/n.
2. El incremento en la velocidad relativa realizando una transmisión sobre una portadora con frecuencia $f_c = 5.9$ GHz reservada para las comunicaciones vehiculares para comparar con los resultados obtenidos en el ambiente de comunicaciones inalámbricas

comerciales.

3. Modificar el intervalo entre estimaciones finas del estado del canal en un sistema de comunicaciones vehiculares, mediante la variación en el tamaño de FL.
4. Condiciones de propagación con dispersión isotrópica y no-isotrópica.

Finalmente, en la tercera parte del capítulo se analiza la técnica de estimación STA transmitiendo con una frecuencia portadora $f_c = 5.9$ GHz para comparar con los resultados obtenidos en el estimador LS en los siguientes escenarios:

- Aumento en la velocidad relativa entre los móviles en un escenario con dispersión de la señal isotrópica.
- Cambio en la velocidad relativa entre los móviles con dispersión no-isotrópica.

Por último, se presentan las gráficas de desempeño correspondientes a la comparativa entre el estimador LS y STA.

4.1. Introducción a las Técnicas de Estimación

Las técnicas de estimación de canal usadas en las comunicaciones inalámbricas se pueden clasificar de la siguiente manera:

- **Método de estimación ciego.** Está basado totalmente en un modelo estadístico del canal inalámbrico. Su mayor ventaja es el uso eficiente del ancho de banda, pero la principal desventaja de este tipo de estimadores es la complejidad que implica realizar el modelado del canal inalámbrico sobre el que se esté transmitiendo la señal. Además, si hay cambios significativos en el ambiente para el cual se realizó el modelado, las estadísticas obtenidas ya no serían válidas para un nuevo escenario de propagación.
- **Método de estimación no ciego.** Esta técnica se conoce también como Modulación Asistida por Símbolos Piloto (PSAM, por sus siglas en inglés), debido a que se basa en el entrenamiento del sistema. Este tipo de técnicas fundamentan su funcionamiento en la inserción de símbolos piloto o secuencias de entrenamiento. Debido a que el receptor conoce la información que se transmitió en las posiciones de entrenamiento, es capaz de realizar una comparación y obtener una estimación del estado del canal. La principal ventaja de este tipo de estimadores es que su nivel de complejidad no es muy alto, pero tienen la desventaja que ocupan una parte del ancho de banda para transmitir las secuencias de entrenamiento, lo cual disminuye la eficiencia espectral.

Los modos de la capa PHY definidos en el estándar 802.11 que están basados en OFDM (versiones a, g, n y p) emplean técnicas de estimación de canal asistidas por portadoras piloto. La forma en que se insertan las portadoras piloto se llama “patrón” y en OFDM se usan principalmente el “patrón tipo peine” y el “patrón tipo bloque” los cuales se ilustran en la Figura 4.1.

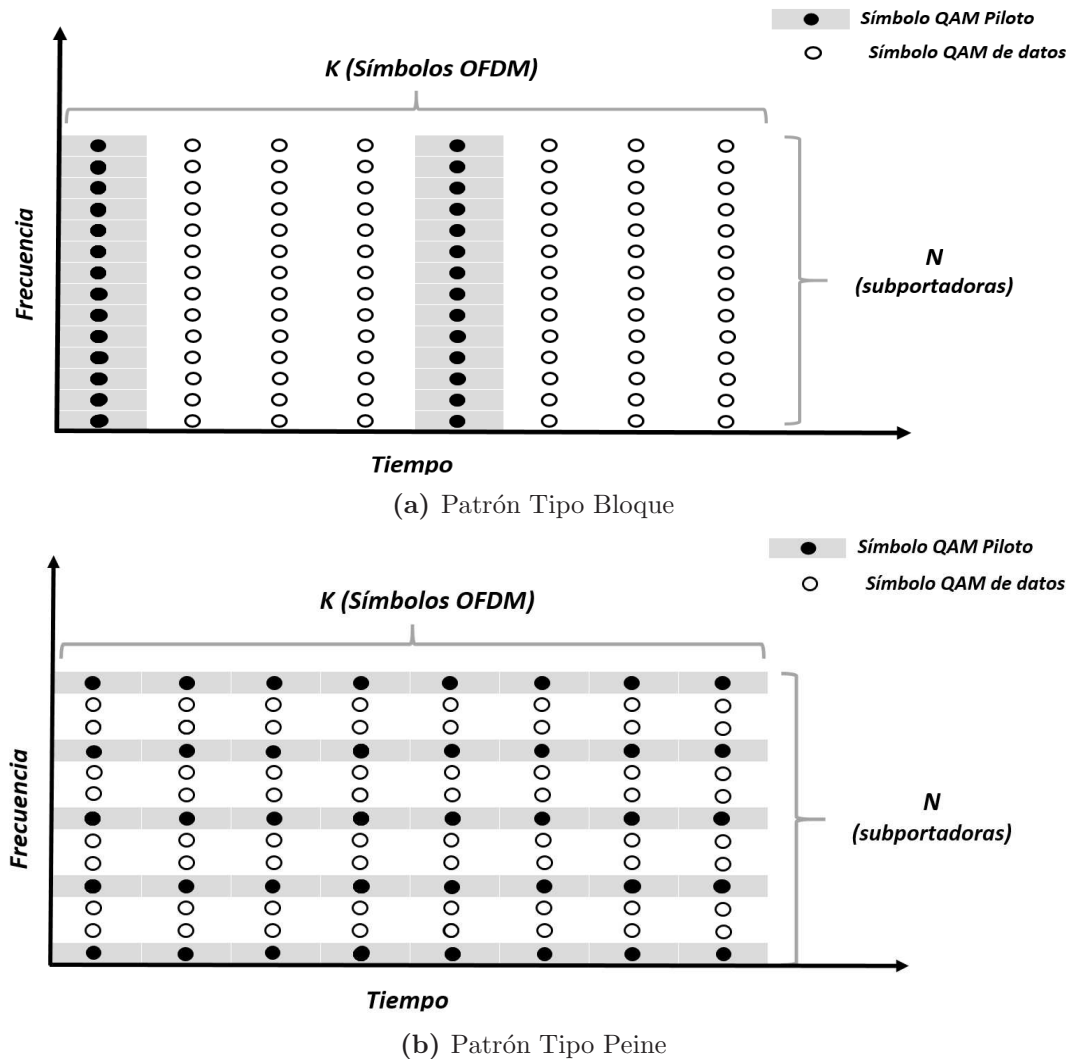


Figura 4.1: Patrón de Subportadoras Piloto

En el patrón de portadoras piloto tipo bloque de la Figura 4.1(a), siempre en el primer símbolo OFDM se transmiten símbolos piloto en todas las subportadoras para formar lo que se conoce como bloque de entrenamiento, el cual es conocido por el transmisor y el receptor. Este tipo de patrón se usa cuando la función de transferencia del canal no tiene muchas variaciones entre cada bloque de entrenamiento usado para la estimación. El uso de patrón tipo bloque supone un canal que sufre de desvanecimientos lentos, por lo que la

estimación se realiza con el primer símbolo OFDM y se mantiene para toda la trama de datos. La estimación con el patrón tipo bloque se conoce como “estimación fina en tiempo”, debido a que se realiza sobre todas las subportadoras cada cierto intervalo de tiempo. Por otro lado, en el patrón tipo peine de la Figura 4.1(b) se puede observar que la transmisión de los símbolos piloto se realiza en determinadas posiciones de las subportadoras, las cuales son denominadas “subportadoras piloto”. En las comunicaciones vehiculares las posiciones están determinadas por el estándar 802.11p. El tipo de patrón peine se utiliza cuando la función de transferencia del canal pueda tener variaciones de un símbolo a otro y para estimar pequeños desplazamientos en las frecuencias de las portadoras, por lo que el patrón tipo peine se conoce como “estimación en frecuencia”.

4.2. Estimador LS

Como punto de partida para el análisis de las técnicas de estimación, empezamos por estudiar un método de estimación LS propuesto en [5]. El estimador LS es la técnica que se usa actualmente en las tarjetas de red inalámbricas comerciales para redes basadas en el estándar 802.11g porque su principal ventaja es que es un estimador de complejidad baja y es fácil de implementar en hardware. El método LS no modifica las especificaciones del estándar 802.11p ya que está basado en un estimador no ciego de tipo bloque. Sólo usa el preámbulo en el paquete de datos para realizar la estimación del estado de la TF del canal.

Al usar este estimador se hace la suposición de que el canal se mantiene invariante durante la transmisión de una trama o paquete de datos, debido a que el canal observado en una red basada en el estándar 802.11a/g/n, el transmisor no se encuentra en movimiento y el receptor por lo general se mueve a velocidades muy bajas, por lo que las variaciones en el canal ocasionadas por la velocidad relativa entre el transmisor y el receptor son mínimas. Sin embargo, en un sistema de comunicaciones vehiculares, tanto el transmisor como el receptor se encuentran en movimiento, lo cual origina variaciones entre los bloques de entrenamiento usados para realizar la estimación del canal, por lo que el desempeño del estimador LS se ve afectado hasta el punto en que a grandes velocidades puede dejar de funcionar correctamente.

El estimador LS usado en el estándar 802.11g/n (tarjetas de red inalámbricas comerciales) y en el estándar 802.11p (comunicaciones vehiculares) hace uso de los 2 bloques de entrenamiento (secuencia larga de entrenamiento T_1 y T_2) transmitidos en el preámbulo de cada paquete de datos como se muestra en la Figura 3.8. Después de realizar la estimación del estado del canal con los bloques de entrenamiento, la estimación inicial se mantiene para ecualizar todos los símbolos de la trama de datos como puede observarse en el diagrama de flujo de la Figura 4.2.

En la siguiente sección se muestra la implementación en nuestro simulador del bloque de estimación LS, el bloque de igualación de canal y las gráficas de su desempeño en un

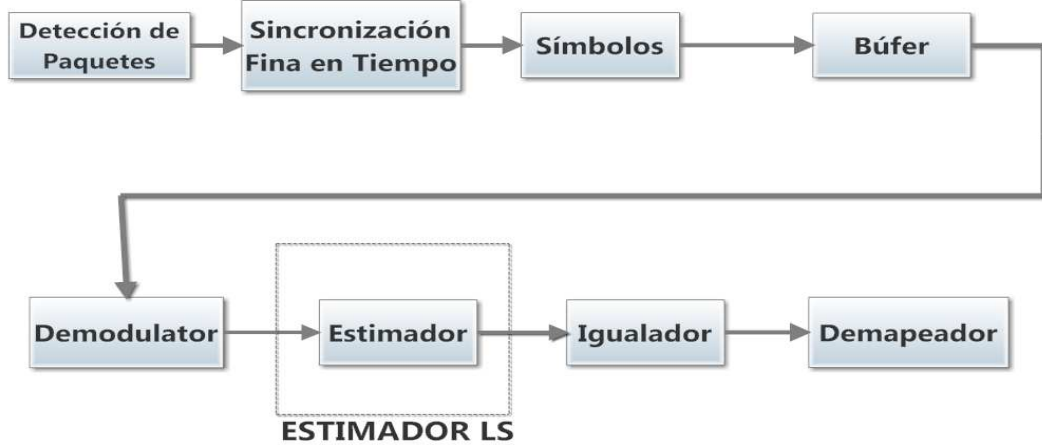


Figura 4.2: Diagrama de flujo estimador LS

sistema de comunicaciones comerciales y vehiculares.

4.2.1. Simulación Estimador LS

Para simular el funcionamiento del estimador LS propuesto en [5] y [16], se generan paquetes de datos representados en forma matricial como $\mathbf{D}_T \in \mathbb{C}^{N \times K}$, donde $\mathbb{C}^{A \times B}$ denota el conjunto de matrices complejas de dimensiones $A \times B$ (A : número de renglones y B : número de columnas), N es el número total de subportadoras definidas en el estándar 802.11p y K es la cantidad de símbolos OFDM que se van a transmitir. El paquete de datos está compuesto por dos símbolos OFDM de entrenamiento $\mathbf{p}_1$ y $\mathbf{p}_2 \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, y por la trama de datos $\mathbf{T}_d \in \mathbb{C}^{N \times K-2}$. La manera en que se encuentra organizado el paquete de datos se puede representar simbólicamente como:

$$\mathbf{D}_T = [\mathbf{p}_1 \ \mathbf{p}_2 \ \mathbf{T}_d] \quad (4.1)$$

Los bloques de entrenamiento $\mathbf{p}_i$, $i = 1, 2$, se obtienen de la siguiente manera:

$$\mathbf{p}_i = \mathcal{M}_{LS}\{\mathbf{x}_{\mathbf{p}_i}\} \quad i = 1, 2. \quad (4.2)$$

donde $\mathbf{x}_{\mathbf{p}_i} \in \mathbb{C}^{P_d \times 1}$, $i = 1, 2$, son los vectores de entrenamiento antes de ser colocados en las subportadoras disponibles para datos y $\mathcal{M}_{LS}$ es una transformación que va de $\mathbb{C}^{P_d \times 1}$ a $\mathbb{C}^{N \times 1}$ que nos indica las posiciones de las subportadoras en que tienen que ser montados los datos para ser transmitidos como se muestra en la Figura 3.4. Los vectores de entrenamiento están dados tal que $\mathbf{x}_{\mathbf{p}_1} = \mathbf{x}_{\mathbf{p}_2} = [x_{dp,1} \ x_{dp,2} \ \dots \ x_{dp,k}]^T$ para $k = 1, 2, \dots, P_d$, donde el operador $\{\bullet\}^T$ denota la transpuesta. El número total de bloques de entrenamiento es:

$$N_{BE} = 2 \cdot (K/P_L) \quad (4.3)$$

donde P_L es el tamaño de la longitud del paquete de datos y siempre la cantidad de símbolos OFDM a transmitir tiene que ser un múltiplo de $P_L = F_L + 2$ con F_L indicando la longitud de la trama de datos.

Por su parte, la matriz de la trama de datos está dada como: $\mathbf{T}_d = [\mathbf{t}_{d_1} \dots \mathbf{t}_{d_{K-2}}]$, en donde el vector $\mathbf{t}_{d_k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ representa a los símbolos de información que se transmiten sobre el k -ésimo símbolo OFDM de datos. Estos vectores se obtienen mediante:

$$\mathbf{t}_{d_k} = \mathcal{M}_{LS_d}\{\mathbf{x}_{d_k}\} \quad k = 1, \dots, K - 2. \quad (4.4)$$

donde $\mathbf{x}_{d_k} \in \mathbb{C}^{P_d \times 1}$ hace referencia a los bloques de datos antes de ser colocados en sus correspondientes subportadoras y $\mathcal{M}_{LS_d}$ es una transformación que va de $\mathbb{C}^{P_d \times 1}$ a $\mathbb{C}^{N \times 1}$ que sirve para posicionar los datos en las subportadoras correspondientes para que sean transmitidos tal como se muestra en el mapeo de la Figura 3.4.

Los datos se acomodan en la matriz $\mathbf{D}_T$ siguiendo un patrón de entrenamiento tipo bloque como en el que se ilustra en la Figura 4.3.

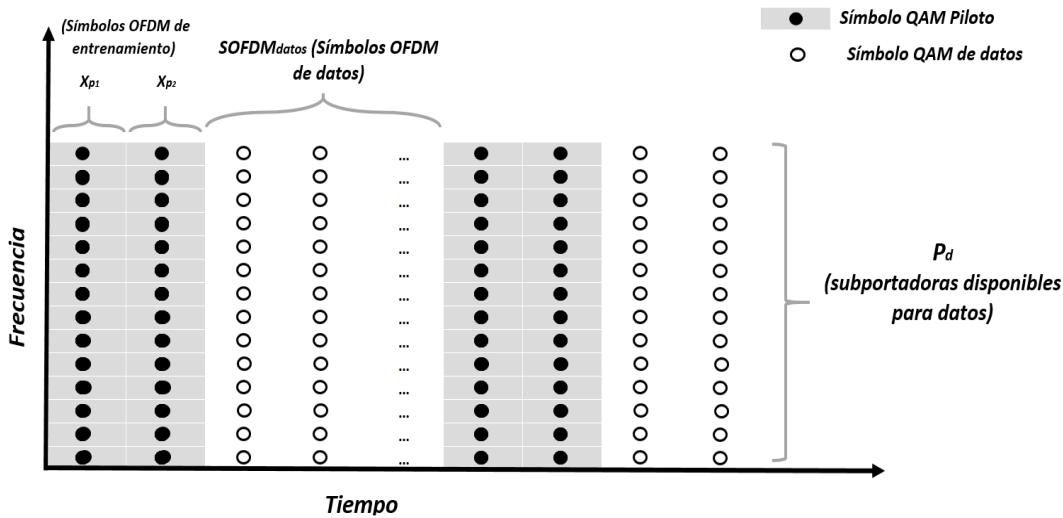


Figura 4.3: Patrón de entrenamiento para el estimador LS

Luego de obtener la matriz $\mathbf{D}_T$, el siguiente paso es simular los efectos del canal multiplicativo y del canal AWGN sobre la señal transmitida. El canal multiplicativo se simula como una matriz $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ cuyos elementos son muestras de $N = 64$ procesos Gaussianos complejos de media cero, mientras que el ruido se simula mediante una matriz $\mathbf{N}_0 \in \mathbb{C}^{N \times K}$ de números aleatorios Gaussianos complejos de media cero y que están mutuamente inco-relacionados. La metodología para generar estas matrices se explica en la Sección 3.5.3. La señal recibida se modela como una matriz $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_1 \mathbf{r}_2 \dots \mathbf{r}_K]$, $\mathbf{r}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, definida como:

$$\mathbf{R} = \mathbf{D}_T \cdot \mathbf{H} + \mathbf{N}_0 \quad (4.5)$$

donde el operador $\{\cdot\}$ indica el producto de Hadamard.

La estimación del canal para el k -ésimo bloque OFDM transmitido se realiza sobre la señal recibida $\mathbf{R}$ utilizando el concepto LS. Este procedimiento genera una matriz de estimación $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} = [\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS},1} \ \hat{\mathbf{h}}_{\text{LS},2} \ \dots \ \hat{\mathbf{h}}_{\text{LS},K-2}]$, cuyos elementos están dados como:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS},k} = \frac{\mathbf{r}_1 + \mathbf{r}_2}{2 \cdot \mathbf{p}_1} \quad k = 1, \dots, K - 2. \quad (4.6)$$

donde los vectores $\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS},k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$.

Con la estimación del estado del canal realizada, lo siguiente es aplicar el coeficiente de igualación de canal $\mathbf{c}_{\text{LS},k} = 1/\hat{\mathbf{h}}_{\text{LS},k}$ a toda la trama de datos recibida en $\mathbf{R}$ para mitigar los efectos ocasionados por el canal de manera que la señal ecualizada nos permita obtener una estimación de los símbolos transmitidos en el paquete de datos. A la salida del bloque de igualación de canal y de detección se obtiene una matriz $\hat{\mathbf{D}}_{\text{T}} = [\hat{\mathbf{t}}_{\text{d},1}, \hat{\mathbf{t}}_{\text{d},2}, \dots, \hat{\mathbf{t}}_{\text{d},K}]$ cuyos elementos están dados como:

$$\hat{\mathbf{t}}_{\text{d},k} = \begin{cases} \mathbf{p}_1, & k = 1. \\ \mathbf{p}_2, & k = 2. \\ \mathbf{r}_k \cdot \mathbf{c}_{\text{LS},k}, & k = 3, \dots, K. \end{cases} \quad (4.7)$$

Teniendo $\hat{\mathbf{D}}_{\text{T}}$ se procede con la demodulación para realizar la comparación entre los datos transmitidos y los que se recibieron para encontrar la cantidad de errores totales y obtener la gráfica de la BER del estimador LS en un ambiente de comunicaciones inalámbricas basadas en el estándar 802.11g/n y en un ambiente de comunicaciones vehiculares del estándar 802.11p. A continuación se presenta un análisis de las prestaciones de la capa PHY IEEE.802.11p en términos de la BER considerando el caso del estimador LS.

Resultados Caso 1

En esta parte se examina el efecto que tiene aumentar la velocidad relativa entre el vehículo transmisor y el vehículo receptor en el desempeño del estimador LS. Las pruebas se realizaron para un escenario con dispersión isotrópica. Se consideraron dos bandas de frecuencia diferentes: La de 2.4 GHz, correspondiente a una red inalámbrica fija 802.11g/n y la banda de 5.9 GHz, reservada para comunicaciones vehiculares del estándar 802.11p. Además, se consideraron diferentes velocidades relativas entre transmisor y receptor, las cuales van desde los 5km/h (baja movilidad) hasta los 150 km/h (alta movilidad). Las diferentes frecuencias Doppler máximas f_{max_1} y f_{max_2} obtenidas para los escenarios con $f_c = 2.4$ GHz y $f_c = 5.9$ GHz se muestran en la Tabla 4.1.

En los experimentos se utilizaron los parámetros definidos en la Tabla 3.2 para simular la transmisión de paquetes de datos con $K = 230$ símbolos OFDM usando modulación BPSK. La longitud de la trama de datos fue de $F_L = 228$ símbolos OFDM, lo cual es

Tabla 4.1: Frecuencia máxima Doppler (f_{max}) según la velocidad relativa entre los móviles.

Velocidad relativa entre T_x y R_x (km/h)	f_{max_1} (Hz) para $f_c = 2.4$ GHz	f_{max_2} (Hz) para $f_c = 5.9$ GHz
5	12	28
10	23	55
25	52	137
50	112	274
150	334	820

igual a un mensaje de 10944 bits, ya que los 2 primeros símbolos antes de iniciar la trama corresponden a los bloques de entrenamiento del sistema.

Las gráficas de la TF del canal observadas por los móviles y la TF estimada utilizando el criterio LS se muestran en las Figuras 4.4, 4.5 y 4.6. En estas figuras se puede apreciar que cuando se transmite sobre una frecuencia portadora de $f_c = 2.4$ GHz con una velocidad relativa entre los móviles menor a 10 km/h, las variaciones en la TF son mínimas. Sin embargo, al aumentar el valor de la portadora hasta los 5.9 GHz, las variaciones en el estado del canal comienzan a ocurrir antes de que finalice una trama de datos. Cuando se transmite sobre una frecuencia portadora $f_c = 5.9$ GHz, f_{max} también se incrementa, por lo que la correlación en la TF comienza a decaer de forma más rápida y hay una cantidad mayor de variaciones en el estado del canal que observan los móviles. Se puede observar que el estimado LS de la TF es una versión “discretizada” de la matriz de canal $\mathbf{H}$. A medida que aumenta tanto la velocidad como la frecuencia portadora, la estimación (discretización) de $\mathbf{H}$ se vuelve cada vez más imprecisa. Esto sugiere que el estimador LS no es adecuado para operar en entornos de transmisión con alta movilidad. Esta observación se reafirma por los resultados de la BER que se muestran en la Figura 4.7. En dicha figura se puede apreciar que cuando la velocidad relativa entre el transmisor y el receptor no excede los 10 km/h, el estimador LS tiene un buen desempeño para el caso en que $f_c = 2.4$ GHz, ya que la curva obtenida en la simulación se aproxima bastante a la curva teórica. Esto indica que el estimador LS es adecuado para escenarios de baja movilidad y sistemas de comunicación operando en la banda de los 2.4 GHz, como es el caso de las redes fijas WiFi. Por otro lado, cuando la velocidad relativa supera los 10 km/h, sin importar la frecuencia de la portadora, el desempeño del estimador comienza a disminuir, ya que la curva obtenida en la simulación se empieza a alejar cada vez más de la curva teórica. Por lo tanto, la caída en el desempeño se debe a las variaciones que ocurren entre cada trama de datos al aumentar la frecuencia portadora y/o la velocidad relativa, o en otras palabras, cuando f_{max} aumenta.

Resultados Caso 2

Para el caso número 2 se analizaron los efectos que se producen en el desempeño del estimador LS cuando se varía la longitud de la trama (FL) de datos en un escenario

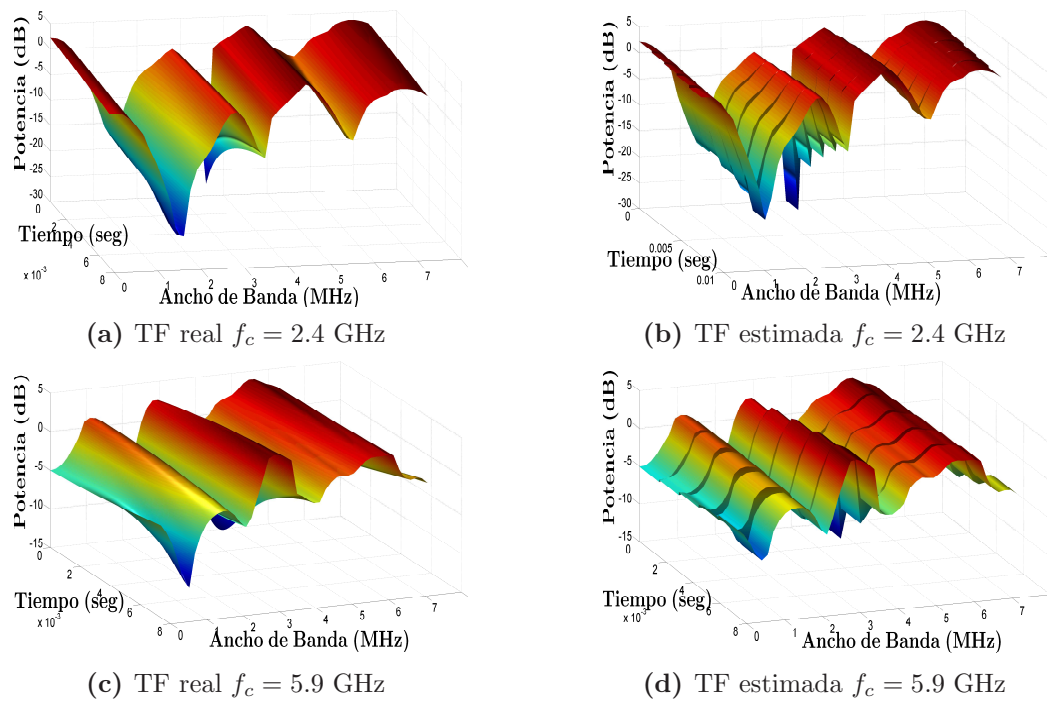


Figura 4.4: TF 5 km/h

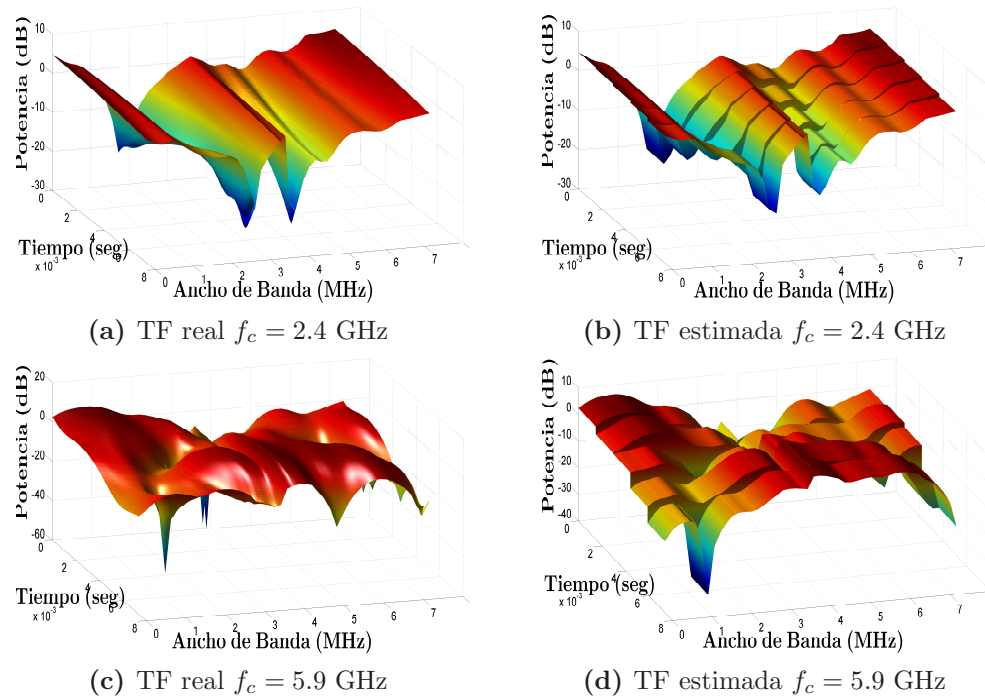


Figura 4.5: TF 25 km/h

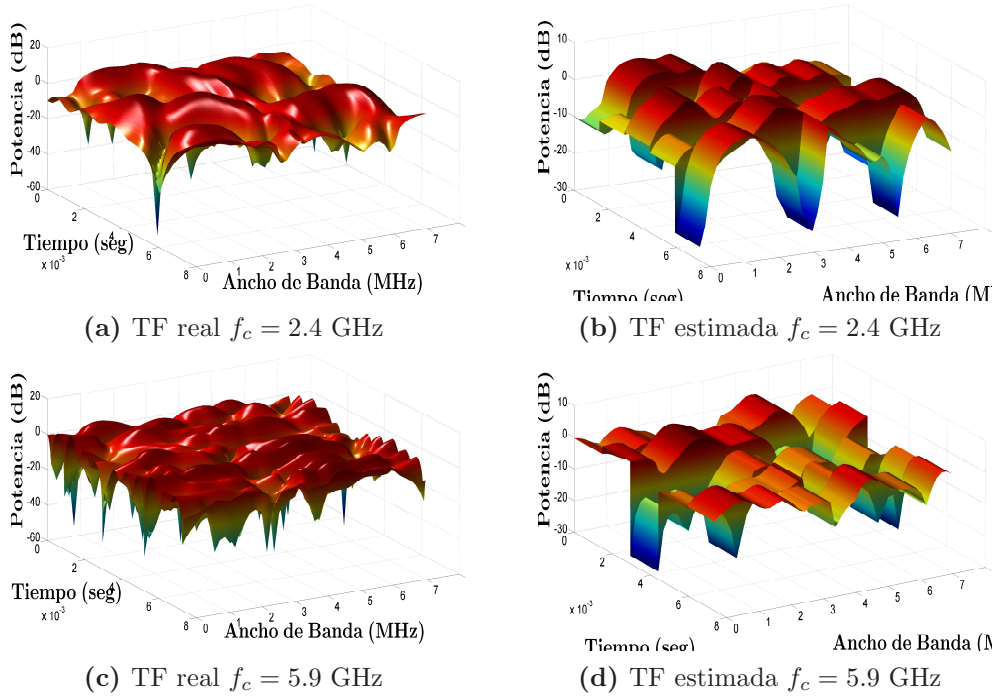


Figura 4.6: TF 150 km/h

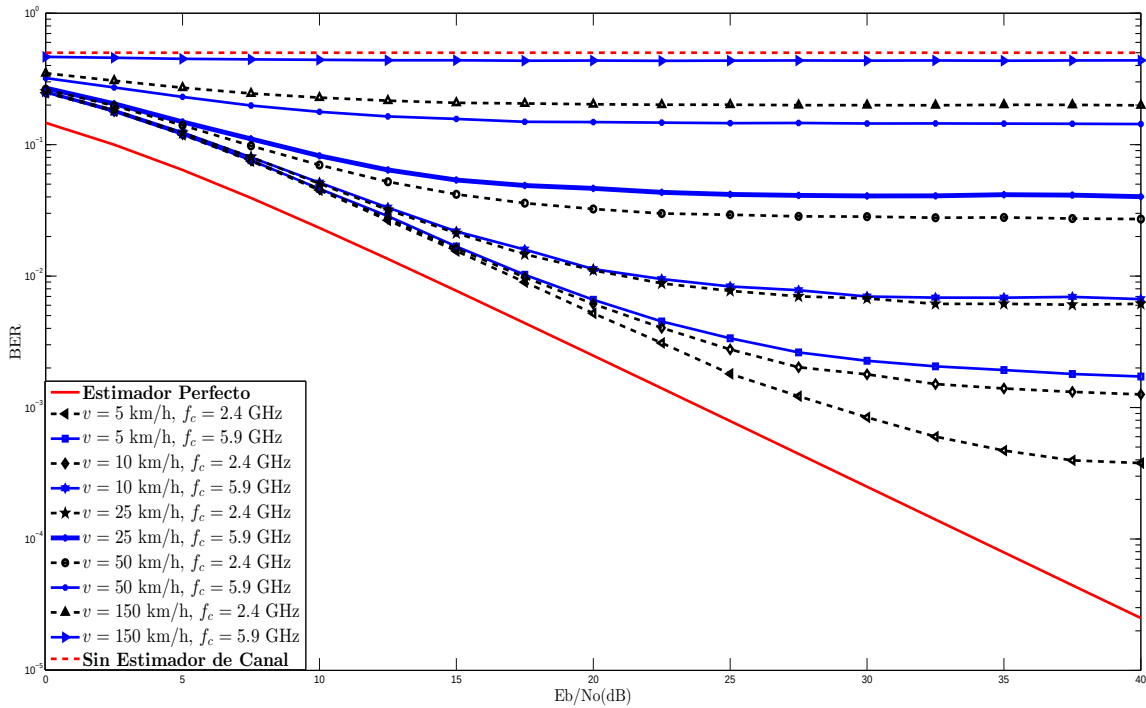


Figura 4.7: Desempeño Estimador LS con Velocidad y Frecuencia Portadora Variables

con dispersión isotrópica. Conforme la velocidad relativa entre los móviles aumenta, las variaciones en la función de transferencia son mayores. Para aumentar el rendimiento del estimador LS, se puede disminuir FL para actualizar el estado del canal más rápido, debido a que la estimación del estado del canal se realiza con los bloques de entrenamiento insertados en el preámbulo de cada trama de datos.

El punto de referencia es la curva de desempeño obtenida con una longitud de trama de $F_L = 228$ símbolos OFDM para $v = 25$ km/h, $f_c = 5.9$ GHz y $f_{max} = 136.5$ Hz de la Figura 4.7. Se transmitieron $K = 2300$ símbolos OFDM. Las gráficas obtenidas para la TF observada y la TF estimada al variar FL se ilustran en la Figura 4.8. Los resultados obtenidos para la BER del estimador LS según el tamaño de FL son mostrados en la Figura 4.9. El desempeño alcanzado se debe a que cuando FL es pequeña, el estimador LS realiza una estimación del estado del canal con un intervalo de tiempo menor, por lo que la cantidad de variaciones entre cada trama disminuyen y el desempeño del estimador mejora. Cuando FL es mayor, el desempeño del estimador LS empeora debido a que la actualización en la estimación del estado del canal se realiza dejando pasar un intervalo de tiempo mayor, y por lo tanto, el estimador percibe una menor cantidad de las variaciones que ocurren en la función de transferencia del canal.

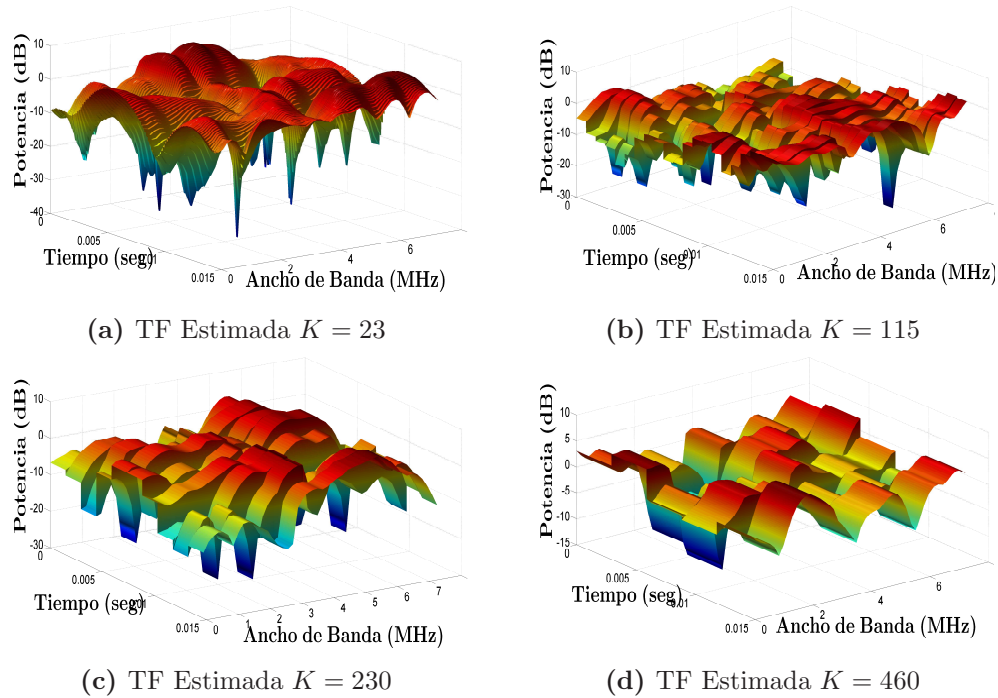


Figura 4.8: TF con FL Variable

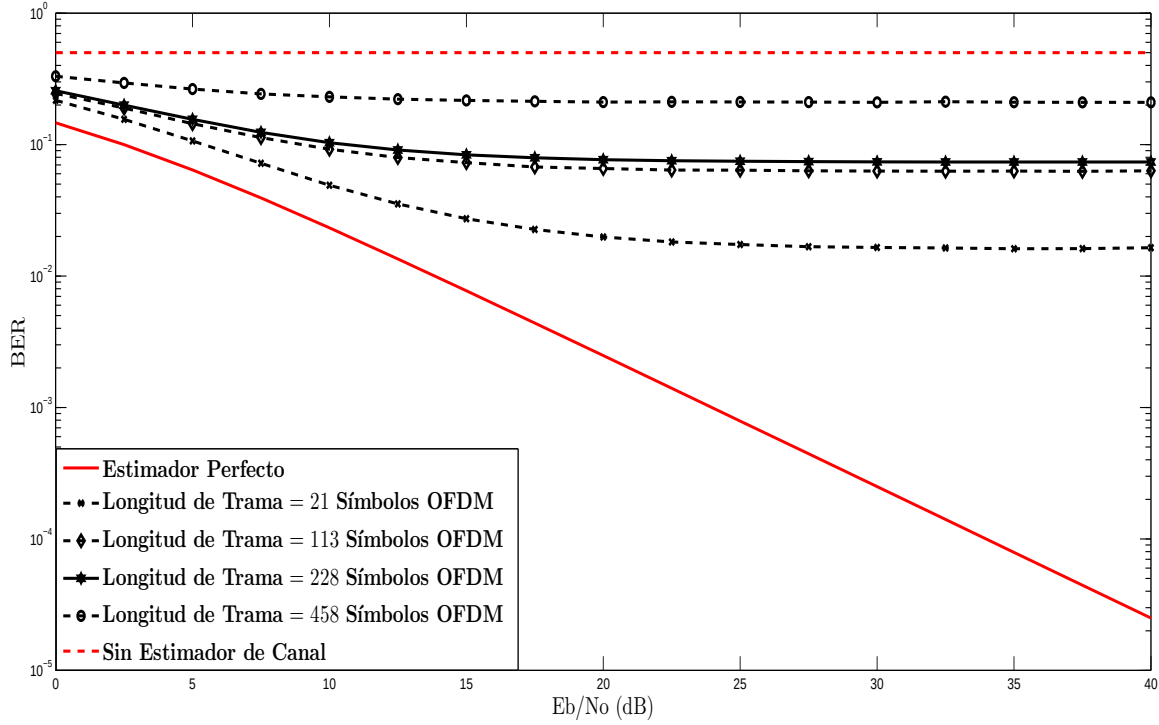


Figura 4.9: Desempeño Estimador LS con FL Variable

Resultados Caso 3

El objetivo de este caso fue comparar el desempeño del estimador LS cuando se tiene un escenario con dispersión isotrópica y uno con dispersión no-isotrópica de la señal. Esto se hizo usando la distribución von Mises mostrada en (2.32), la cual nos ayuda a saber el grado de dispersión no-isotrópica mediante los factores κ (parámetro de concentración determinado por la dispersión angular del canal) y μ (denota la media del AOA).

En los experimentos realizados para esta sección se tomó como punto de partida el escenario con dispersión isotrópica dado por la curva de desempeño de la Figura 4.7 generada para $K = 230$ símbolos OFDM, $F_L = 228$, $v = 25$ km/h, $f_c = 5.9$ GHz y $f_{max} = 136.5$ Hz. Los valores que se estuvieron modificando al realizar las pruebas fueron μ y κ para simular la dispersión no-isotrópica. Los escenarios simulados fueron:

- Escenario con dispersión isotrópica con $\mu = 0$ y $\kappa = 0$
- Escenario con dispersión no-isotrópica con $\mu = 0$ y $\kappa = 5$
- Escenario con dispersión altamente no-isotrópica con $\mu = 0$ y $\kappa = 20$
- Escenario con dispersión no-isotrópica y con media del AOA distinta de cero, $\mu = 90$ y $\kappa = 20$

Los resultados obtenidos en el simulador para la TF real y estimada en los escenarios no-isotrópicos se muestran en la Figura 4.10. Conforme el valor de la constante κ aumenta, el escenario se vuelve menos isotrópico ya que el AOA con que llega cada eco de la señal al receptor se empieza a concentrar en una sola dirección. Cuando la señal se concentra en una dirección, la función de transferencia del canal tiene una cantidad menor de variaciones entre cada trama de datos y el desempeño del estimador LS mejora. En la gráfica de la Figura 4.11 podemos ver que el mejor desempeño en términos del BER es en el escenario altamente no-isotrópico debido a que es el ambiente con menores variaciones en la TF.

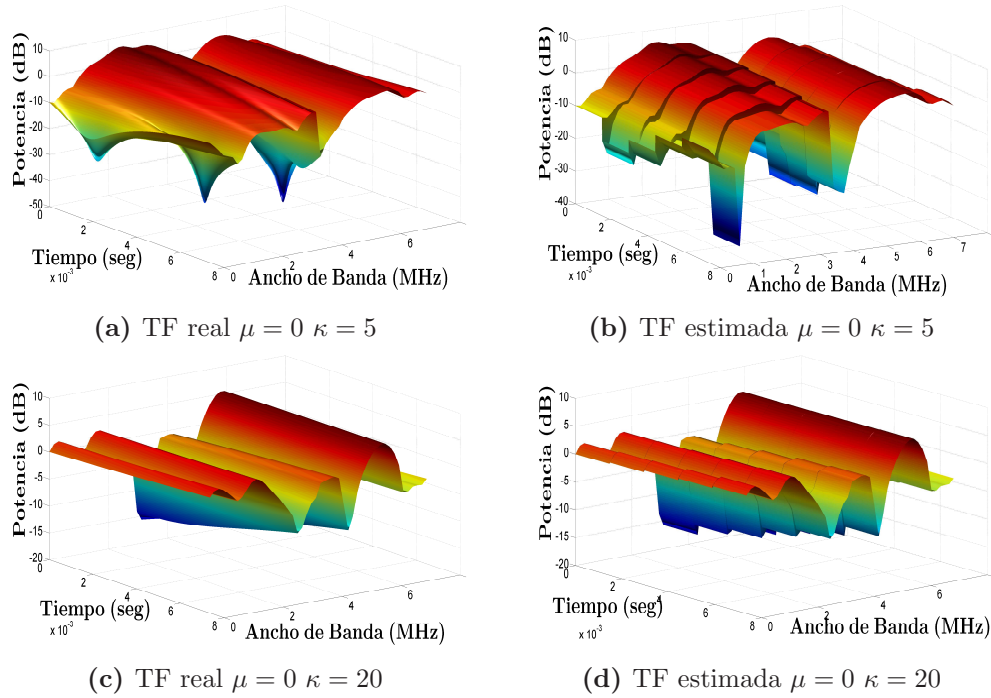


Figura 4.10: TF Escenario no-Isotrópico

4.3. Estimador STA

La caída en el desempeño del estimador LS cuando se aplica a un escenario de comunicaciones vehiculares se debe a que éste realiza una estimación inicial y la mantiene constante para toda la trama de datos. En condiciones de alta movilidad se producen variaciones en el estado del canal antes de que finalice la trama de datos, por lo que la estimación inicial pierde vigencia, ocasionando una severa caída en el desempeño del sistema. Por ello, en este capítulo se analiza una técnica de estimación especialmente diseñada para sistemas de comunicaciones vehiculares. Dicha técnica se conoce como “estimación STA” y fue propuesta recientemente en [5] y [16]. La técnica STA plantea hacer un mejor seguimiento del

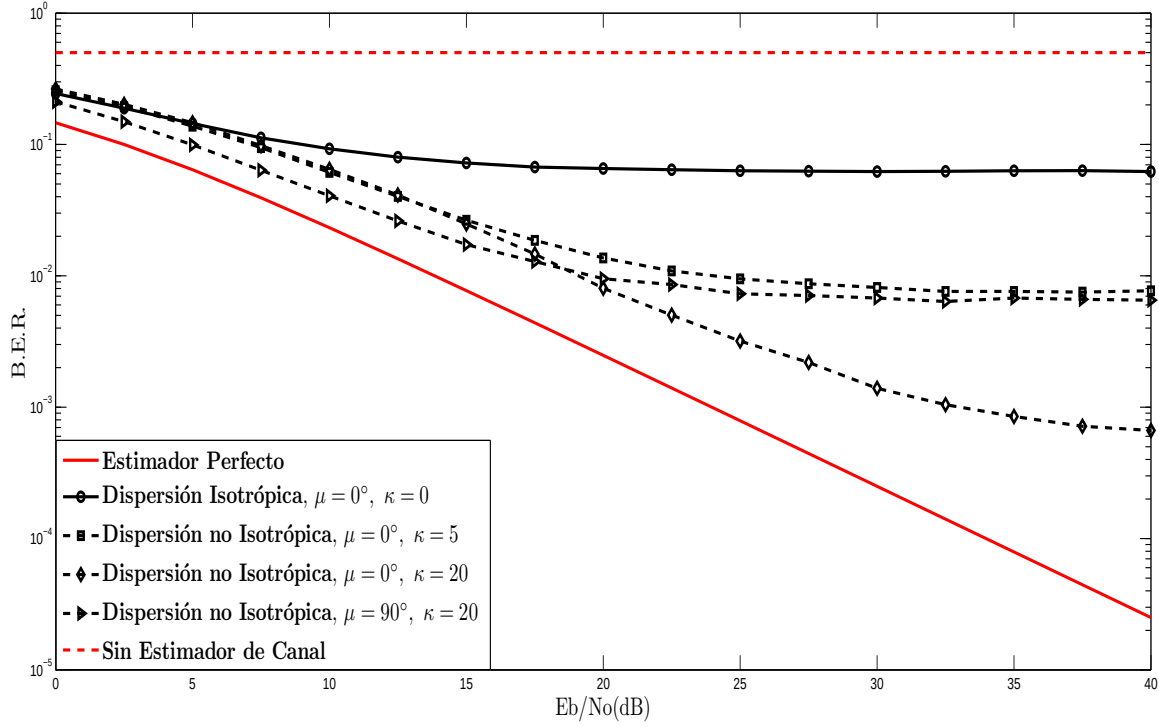


Figura 4.11: Desempeño Estimador LS en un Escenario no-Isotrópico

estado del canal realizando una estimación y ecualización dinámica apegándose a las especificaciones para la capa física establecidas por el estándar 802.11p. Cabe mencionar que en la literatura existen diferentes alternativas para realizar la estimación de canal de manera dinámica, pero para lograr la eficiencia deseada, éstas proponen cambiar las especificaciones de la capa física [5] [9], lo cual difiere de los objetivos de esta tesis.

En la técnica STA se realiza una estimación inicial del estado del canal mediante los bloques de entrenamiento y posteriormente se hace una ecualización dinámica STA a partir de decisiones basadas en las portadoras de datos, promediando tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

Una ventaja del método STA es que toma como punto de partida la estimación LS realizada para los símbolos de entrenamiento insertados en el preámbulo del paquete de datos. Para el resto de los símbolos OFDM en lugar de mantener constante la estimación LS, el estimador STA realiza una ecualización dinámica que permite actualizar continuamente la estimación del estado del canal para hacer un mejor seguimiento de las variaciones en la TF [5]. Esto se consigue haciendo uso de los datos recibidos en cada uno de los símbolos OFDM de la trama de datos para obtener una estimación actual del estado del canal [5] como se muestra en el diagrama de bloques del estimador STA de la Figura 4.12.

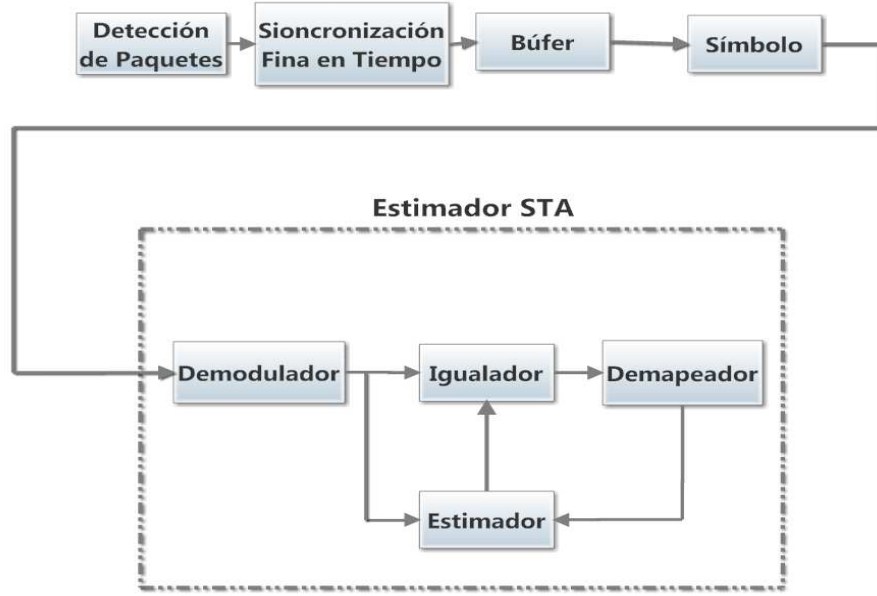


Figura 4.12: Diagrama de flujo estimador STA

4.3.1. Simulación Estimador STA

Al igual que en el estimador LS, la técnica STA comienza con la generación de los paquetes de datos representados en forma matricial como $\mathbf{D}_T \in \mathbb{C}^{N \times K}$. El paquete de datos se compone de 2 símbolos OFDM de entrenamiento $\mathbf{p}_{STA,1}$ y $\mathbf{p}_{STA,2} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, y por la trama de datos $\mathbf{T}_{STAd} \in \mathbb{C}^{N \times K-2}$ organizados como:

$$\mathbf{D}_{STA-T} = [\mathbf{p}_{STA,1} \ \mathbf{p}_{STA,2} \ \mathbf{T}_{STAd}] \quad (4.8)$$

Los bloques de entrenamiento $\mathbf{p}_{STA,i}$, $i = 1, 2$ se obtienen de la siguiente manera:

$$\mathbf{p}_{STA,i} = \mathcal{M}_{STA1}\{\mathbf{x}_{pSTA,i}\} + \mathcal{M}_{STA2}\{\mathbf{y}_{pSTA}\} \quad i = 1, 2 \quad (4.9)$$

donde $\mathbf{x}_{pSTA,i} \in \mathbb{C}^{P_d \times 1}$, son los vectores para los coeficientes de entrenamiento antes de ser colocados en las subportadoras, $\mathbf{y}_{pSTA} \in \mathbb{C}^{P_p \times 1}$ es el vector de coeficientes de las subportadoras piloto que se envían junto con los datos de información en cada símbolo OFDM, $P_d = 48$ es el número de subportadoras de datos, $P_p = 4$ es el número de subportadoras piloto definidas en el estándar, $\mathcal{M}_{STA1}$ es una transformación que va de $\mathbb{C}^{P_d \times 1}$ a $\mathbb{C}^{N \times 1}$ que nos indica las posiciones de las subportadoras de datos en que tienen que ser montados los símbolos piloto para los bloques de entrenamiento y $\mathcal{M}_{STA2}$ es una transformación que va de $\mathbb{C}^{P_p \times 1}$ a $\mathbb{C}^{N \times 1}$ que denota las posiciones de las subportadoras piloto en que se tienen que colocar los símbolos piloto para realizar la estimación en frecuencia como se muestra en la Figura 3.4. El vector para las subportadoras piloto está dado como $\mathbf{y}_{pSTA} = [y_{dp,1} \ \dots \ y_{dp,P_p}]^T$. Los vectores para los bloques de entrenamiento están dados

tal que $\mathbf{x}_{\text{PSTA}_1} = \mathbf{x}_{\text{PSTA}_2} = [x_{dp,1} \ x_{dp,2} \ \dots \ x_{dp,P_d}]^T$. La matriz de la trama se define como $\mathbf{T}_{\text{STAd}} = [\mathbf{t}_{\text{STAd},1} \ \dots \ \mathbf{t}_{\text{STAd},K-2}]$, en donde el vector $\mathbf{t}_{\text{STAd},k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ representa a los símbolos de información que se transmiten sobre el k -ésimo símbolo OFDM de datos y se obtienen mediante:

$$\mathbf{t}_{\text{STAd},k} = \mathcal{M}_{\text{STA3}}\{\mathbf{x}_{\text{dSTA},k}\} + \mathcal{M}_{\text{STA2}}\{\mathbf{y}_{\text{PSTA}}\} \quad k = 1, \dots, K - 2 \quad (4.10)$$

donde $\mathbf{x}_{\text{dSTA},k} \in \mathbb{C}^{P_d \times 1}$ hace referencia a los vectores de datos antes de ser colocados en sus respectivas subportadoras y $\mathcal{M}_{\text{STA3}}$ es una transformación de $\mathbb{C}^{P_d \times 1}$ a $\mathbb{C}^{N \times 1}$ que nos indica las posiciones de las subportadoras de datos en que tienen que ser montados los símbolos de información del mensaje para que puedan ser transmitidos como se ilustra en la Figura 3.4.

En el método de estimación STA los datos se acomodan en la matriz $\mathbf{D}_T$ siguiendo un patrón de entrenamiento combinado (bloque-peine) como el mostrado en la Figura 4.13.

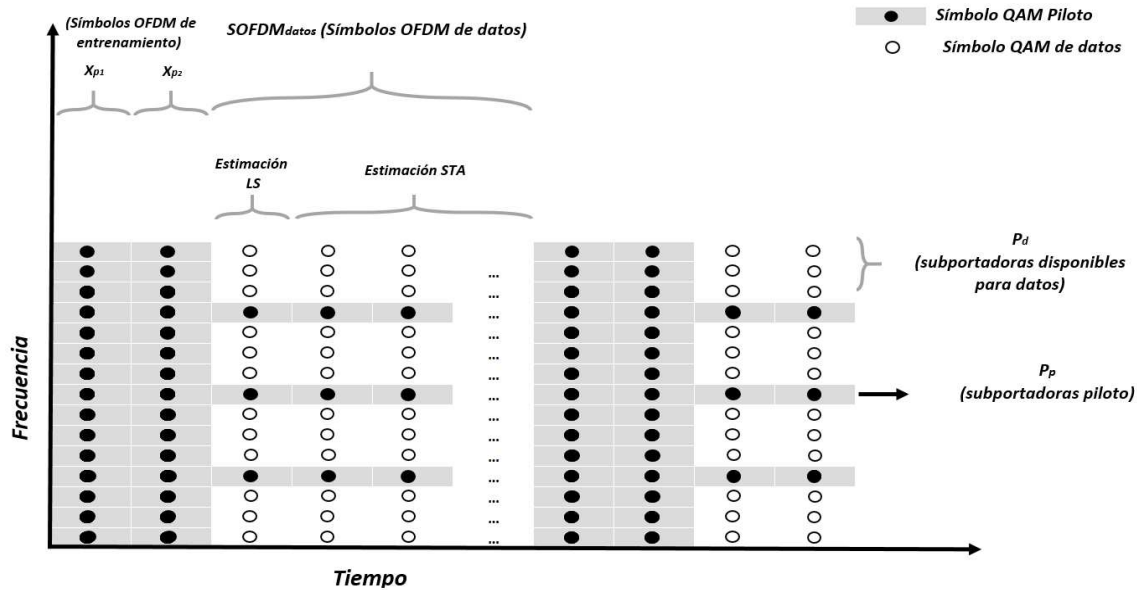


Figura 4.13: Patrón de entrenamiento para el estimador STA

Después de obtener $\mathbf{D}_{\text{STA}_T}$, hay que simular los efectos del canal multiplicativo y el canal AWGN sobre la señal transmitida. Al igual que en el estimador LS, el canal multiplicativo y el canal AWGN se simulan con una matriz $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ y $\mathbf{N}_0 \in \mathbb{C}^{N \times K}$ respectivamente. La señal recibida se puede modelar como una matriz $\mathbf{R}_{\text{STA}} = [\mathbf{r}_{\text{STA},1} \ \mathbf{r}_{\text{STA},2} \ \dots \ \mathbf{r}_{\text{STA},K}]$, $\mathbf{r}_{\text{STA},k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, definida como:

$$\mathbf{R}_{\text{STA}} = \mathbf{D}_{\text{STA}_T} \cdot \mathbf{H} + \mathbf{N}_0 \quad (4.11)$$

Para realizar la estimación del estado del canal $\hat{\mathbf{H}}_{\text{STA}} = [\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},1} \ \hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},2} \ \dots \ \hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},K-2}]$ en el preámbulo de la trama de datos se utiliza el estimador LS de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},1} = \frac{\mathbf{r}_{\text{STA},1} + \mathbf{r}_{\text{STA},2}}{2 \cdot \mathbf{p}_{\text{STA},1}} \quad (4.12)$$

donde el vector $\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},1} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$.

Con la primera estimación del estado del canal en el preámbulo del paquete de datos, lo siguiente es aplicar el coeficiente de igualación $\mathbf{c}_{\text{STA},1} = 1/\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},1}$ al primer símbolo OFDM de la trama en $\mathbf{R}$ para mitigar los efectos ocasionados por el canal de manera que la señal ecualizada nos permita obtener una estimación de los símbolos transmitidos en ese bloque $\hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$. A la salida del bloque de igualación de canal y de detección se obtiene $\hat{\mathbf{D}}_{\mathbf{T}} = [\hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},1} \hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},2} \dots \hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},K}]$, cuyos vectores de símbolos estimados están dados como:

$$\hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},k} = \begin{cases} \mathbf{p}_{\text{STA},1}, & k = 1. \\ \mathbf{p}_{\text{STA},2}, & k = 2. \\ \mathbf{r}_{\text{STA},k} \cdot \mathbf{c}_{\text{STA},k-2} & k = 3, \dots, K \end{cases} \quad (4.13)$$

donde el valor de la estimación en las posiciones de las subportadoras piloto son los valores dados en el vector $\mathbf{y}_{\text{pSTA}}$.

El siguiente paso es utilizar $\hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},k}$ como un nuevo bloque de entrenamiento para empezar con la técnica de estimación y ecualización dinámica de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{aux},k} = \frac{\mathbf{r}_{\text{STA},k}}{\hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},k}}, \quad k = 3, \dots, K - 2 \quad (4.14)$$

donde $\hat{\mathbf{h}}_{\text{aux},k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ es una estimación del estado del canal para el primer símbolo OFDM de la trama de datos en $\mathbf{R}_{\text{STA}}$. Debido a que $\hat{\mathbf{h}}_{\text{aux},k}$ está basada en la estimación de los datos $\hat{\mathbf{t}}_{\text{STAd},k}$, con el fin de reducir los efectos del ruido y una estimación errónea, la técnica STA realiza un promediado en frecuencia de $\hat{\mathbf{h}}_{\text{aux},k}$ dado por:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{update}} = \sum_{\vartheta=-\beta}^{\vartheta=\beta} \omega_{\vartheta} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{aux},k} \quad k = 3, \dots, K - 2 \quad (4.15)$$

en el que β es un parámetro entero que indica la cantidad de subportadoras que serán promediadas en el dominio de la frecuencia dependiendo de la selectividad en frecuencia del canal (un valor grande de β es utilizado en canales que no son muy selectivos en frecuencia y un valor pequeño de β es utilizado cuando el canal es altamente selectivo en frecuencia), y $\omega_{\vartheta} = 1/(2 \cdot \beta + 1)$ es un conjunto de coeficientes de peso que suman la unidad dependiendo de la cantidad de subportadoras que son promediadas. Para realizar el promediado en frecuencia $\hat{\mathbf{h}}_{\text{update}}$ las subportadoras son colocadas exactamente como se muestra en el mapeo de la Figura 3.4, por lo que las subportadoras de los extremos (intervalo de guarda) y la subportadora de DC son excluidas del promediado y los pesos ω_{ϑ} se ajustan a la cantidad de subportadoras promediadas.

Después de que el promediado en frecuencia $\hat{\mathbf{h}}_{\text{update}}$ es completado, la nueva estimación del estado del canal queda de la siguiente forma:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},k} = \left(1 - \frac{1}{\psi}\right) \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},k-1} + \frac{1}{\psi} \cdot \hat{\mathbf{h}}_{\text{update}} \quad k = 2, \dots, K - 2 \quad (4.16)$$

en donde el parámetro ψ indica la rapidez de la actualización entre cada estimación $\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},k}$, un valor grande de ψ es utilizado cuando las variaciones en el canal son muy lentas (bajas velocidades) y no se requiere actualizar muy rápido la estimación. Por otro lado, un valor pequeño de ψ es aplicado cuando las variaciones en el canal son muy rápidas (alta movilidad) y se requiere una estimación rápida del estado del canal. Esta estimación del canal es usada entonces para ecualizar el siguiente símbolo de datos recibidos y así, el proceso es repetido hasta el final de la trama de datos.

Una vez obtenido $\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},2}$, se utiliza para ecualizar el siguiente símbolo OFDM $\mathbf{r}_{\text{STA},4}$ y obtener una nueva estimación $\hat{\mathbf{t}}_{\text{STA},2} = \mathbf{r}_{\text{STA},4} \cdot \mathbf{c}_{\text{STA},2}$ de los símbolos transmitidos en el segundo bloque OFDM de $\mathbf{R}_{\text{STA}}$ y repetir el proceso para obtener todos los vectores $\hat{\mathbf{h}}_{\text{STA},k}$ hasta el final de la trama de datos.

Con las matrices $\hat{\mathbf{H}}_{\text{STA}}$ y $\hat{\mathbf{D}}_{\text{T}}$ completas se procede con la demodulación para realizar la comparación entre datos transmitidos y recibidos para contabilizar la cantidad de errores totales y obtener la gráfica de la BER del estimador STA para compararla con la obtenida con el estimador LS en un ambiente de comunicaciones vehiculares basados en el estándar 802.11p.

4.3.2. Resultados de la Simulación

Para realizar la comparativa entre el estimador LS y STA lo que se hizo fue probar el desempeño de ambos estimadores en la banda de los 5.9 GHz para comunicaciones vehiculares y considerando las distintas velocidades relativas mostradas en la Tabla 4.1 en los siguientes escenarios:

- Dispersión de la señal isotrópica ($\mu = 0$ y $\kappa = 0$).
- Dispersión no-isotrópica ($\mu = 0$ y $\kappa = 5$) incluyendo $v = 300$ km/h.
- Dispersión no-isotrópica ($\mu = 0$ y $\kappa = 20$) incluyendo $v = 300$ km/h y $v = 600$ km/h.
- Dispersión no-isotrópica ($\mu = 90$ y $\kappa = 20$) incluyendo $v = 300$ km/h.

En los experimentos se utilizaron los parámetros definidos en la Tabla 3.2 simulando la transmisión de paquetes de datos con un tamaño de $K = 186$ símbolos OFDM con modulación BPSK. Para determinar los valores de ψ y β , se hicieron pruebas con distintas combinaciones de valores debido a que en [5] proponen $\psi = \beta = 2$ para el análisis del estimador en un ambiente rural y urbano creado empíricamente, pero se hace la aclaración

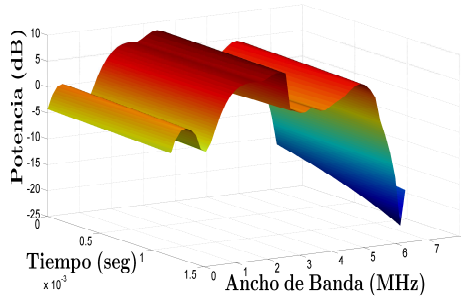
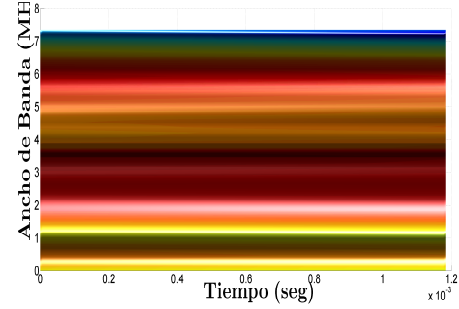
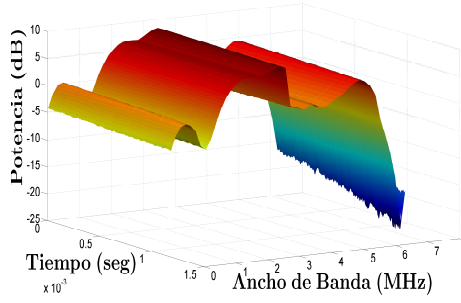
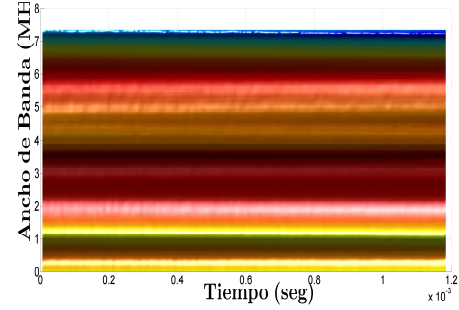
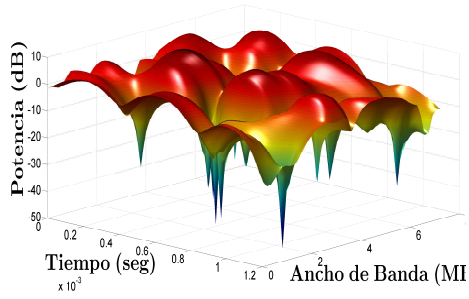
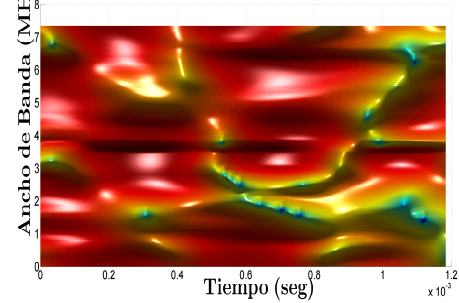
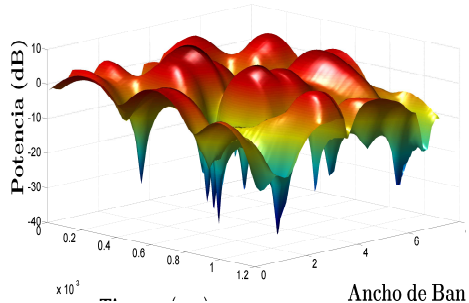
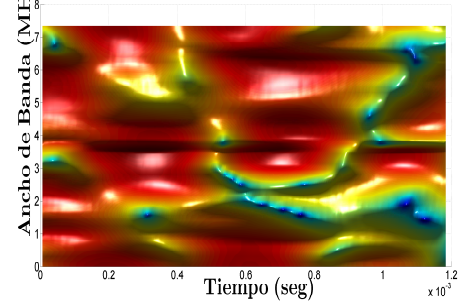
que para otro tipo de escenarios es necesario determinar heurísticamente los valores que mejor se ajusten para el análisis. En nuestro simulador los valores que mejores resultados arrojaron fueron $\psi = \beta = 2$ para escenarios con alta movilidad, y $\psi = 20$ con $\beta = 2$ cuando los niveles de movilidad son bajos.

En la Figura 4.14 se muestran las gráficas de la TF en un escenario con dispersión isotrópica observadas por los móviles y la TF estimada con la técnica STA de un sólo paquete de datos para poder apreciar las variaciones existentes entre cada trama de datos, ya que como pudimos constatar en el análisis del estimador LS, la caída en el desempeño se debe a dichas variaciones. En las gráficas de la Figura 4.14 podemos ver que debido a que el método STA hace una estimación e igualación dinámica, el seguimiento de los cambios en la TF es mucho mejor que el del estimador LS mostrado en la Figura 4.4, 4.5 y 4.6. Pero cuando se presenta un desvanecimiento profundo, es cuando se presentan la mayor cantidad de errores en la técnica de estimación STA.

En las Figuras 4.15, 4.16, 4.17 y 4.18 se ilustran las gráficas de desempeño del estimador STA comparado con el método de estimación LS en cada uno de los escenarios de dispersión isotrópico y no-isotrópicos de la señal antes mencionados. En dichas figuras podemos apreciar que el desempeño del estimador STA en términos de la BER, es mucho mejor que el obtenido con la técnica LS en todos los escenarios. El rendimiento del método STA aunque es mejor que el LS, en condiciones donde la velocidad relativa de los móviles es muy alta, aún no es el óptimo para un sistema de comunicaciones vehiculares.

4.3.3. Conclusiones

Después de analizar el rendimiento de la técnica de estimación LS y el método STA en ambientes de comunicaciones vehiculares, se pudo comprobar que el método LS utilizado en redes inalámbricas WiFi, cumple con un buen desempeño cuando las condiciones de movilidad son bajas. Al aumentar la velocidad relativa entre los móviles el desempeño de la técnica LS comienza a disminuir debido a que mantiene la estimación inicial para toda la trama de datos. Por tanto, el estimador LS no es una técnica conveniente para un sistema de comunicaciones vehiculares. Por otra lado, al examinar los resultados obtenidos con el método de estimación STA, se pudo comprobar que aunque realiza un mejor seguimiento de las variaciones existentes entre cada trama de datos en cada uno de los ambientes de dispersión tanto isotrópicos como no-isotrópicos, en situaciones de alta movilidad cuando hay un desvanecimiento profundo de la señal, el estimador comete errores y su desempeño comienza a disminuir.

(a) TF Real $v = 5$ km/h(b) TF Real $v = 5$ km/h(c) TF Estimación STA $v = 5$ km/h(d) TF Estimación STA $v = 5$ km/h(e) TF Real $v = 300$ km/h(f) TF Real $v = 300$ km/h(g) TF Estimación STA $v = 300$ km/h(h) TF Estimación STA $v = 300$ km/h**Figura 4.14:** TF Estimador STA en un Escenario Isotrópico

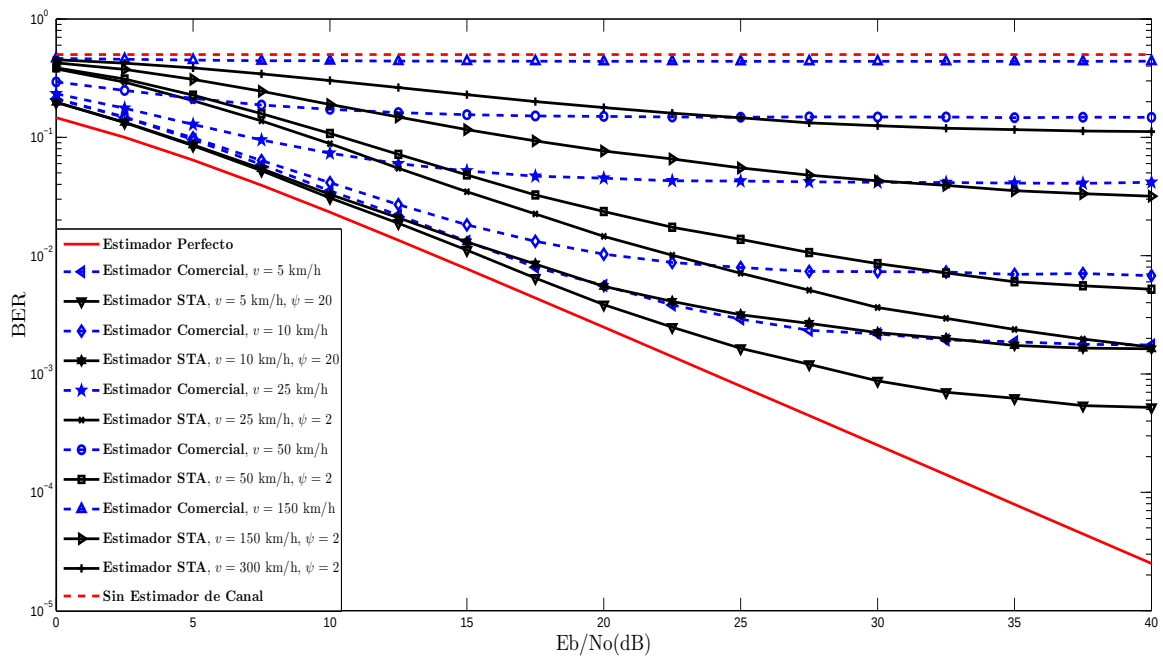


Figura 4.15: Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario Isotrópico $\mu = 0$ y $\kappa = 0$

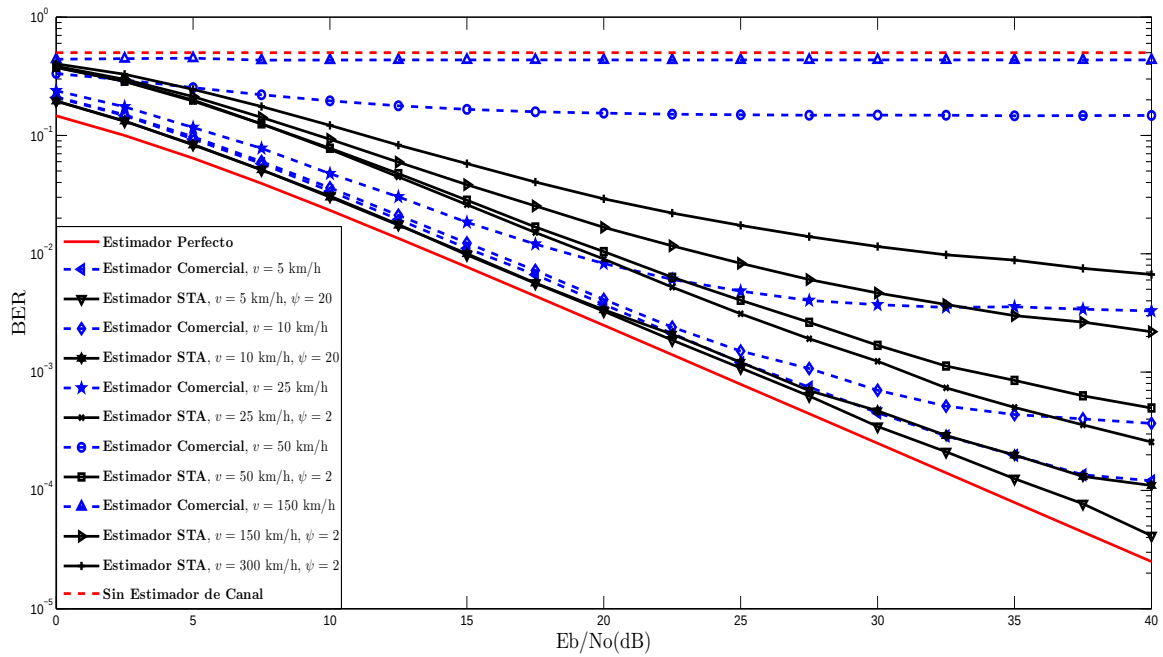


Figura 4.16: Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario no-Isotrópico $\mu = 0$ y $\kappa = 5$

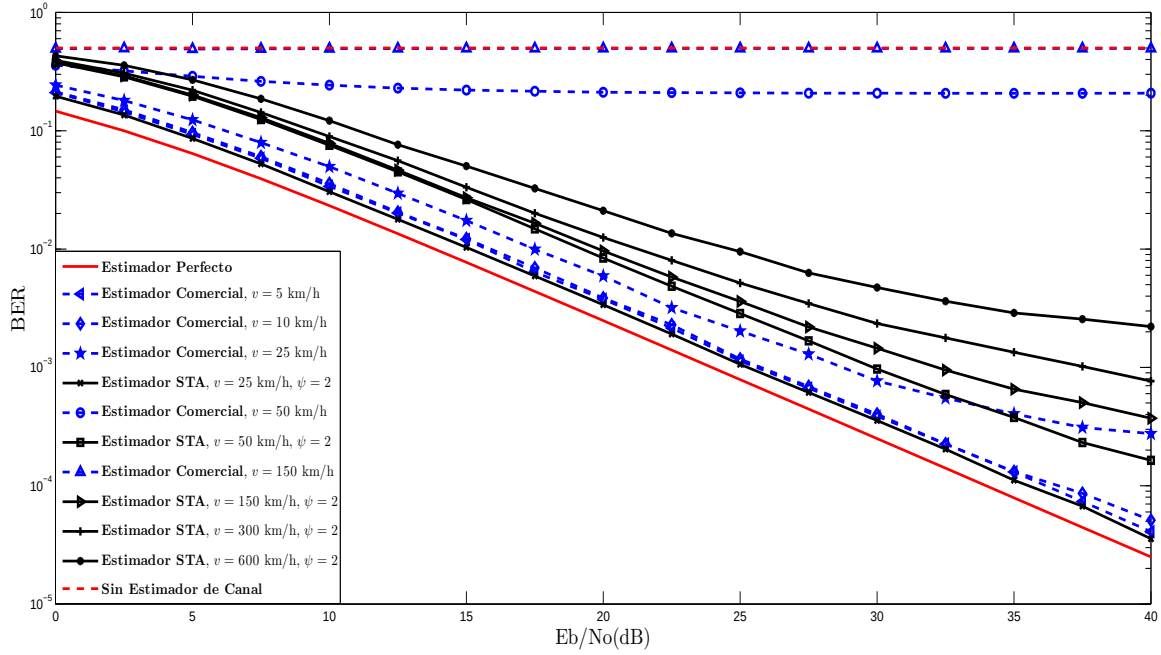


Figura 4.17: Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario no-Isotrópico $\mu = 0$ y $\kappa = 20$

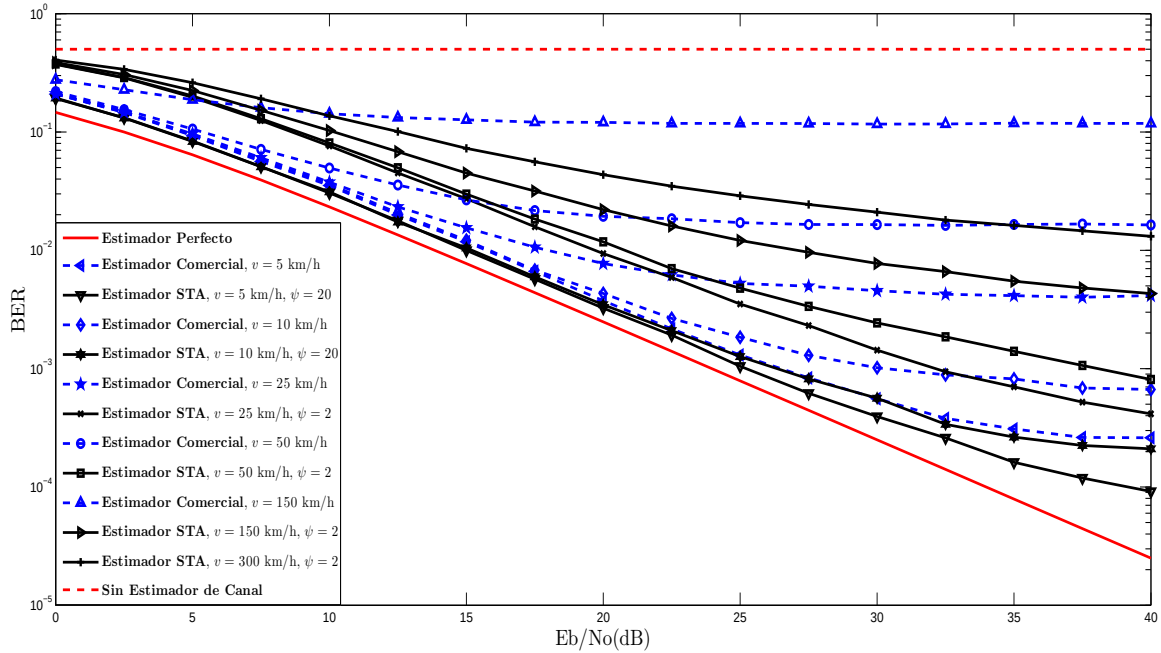


Figura 4.18: Desempeño Estimador STA vs Comercial Escenario no-Isotrópico $\mu = 90$ y $\kappa = 20$

Capítulo 5

Conclusiones

Después de analizar las causas que producen la caída en el desempeño de los sistemas de comunicaciones vehiculares y las técnicas de estimación más populares para sistemas con tecnología DSRC basados en el estándar IEEE 802.11p, los resultados del trabajo realizado en este proyecto de tesis fueron:

- Proponer un simulador computacional eficiente para canales inalámbricos de banda ancha, el cual nos permite evaluar las prestaciones de un sistema de comunicaciones vehiculares con tecnología DSRC basada en el estándar IEEE 802.11p en escenarios con dispersión de la señal isotrópica y no-isotrópica.
- La implementación de un simulador para un transceptor OFDM basado en las especificaciones del estándar 802.11p, el cual nos permite simular la transmisión de datos a través del canal inalámbrico de banda ancha con el fin de evaluar el desempeño de las técnicas de estimación más populares para sistemas DSRC.

Las herramientas de simulación desarrolladas en esta tesis se utilizaron para analizar las prestaciones de las siguientes técnicas de estimación relevantes para sistemas de comunicaciones vehiculares con tecnología DSRC:

- Estimación LS. Usada en tarjetas de red inalámbricas comerciales basadas en el estándar 802.11a/g/n y prototipos basados en el estándar 802.11p.
- Estimación STA. Diseñada especialmente para sistemas de comunicaciones vehiculares con tecnología DSRC basada en el estándar IEEE 802.11p.

Como resultado del análisis de las técnicas de estimación LS y STA mediante los experimentos realizados en nuestro transceptor OFDM en un ambiente de comunicaciones vehiculares pudimos comprobar que la caída en el desempeño se debe a las variaciones existentes entre cada trama de datos causadas por los mecanismos de propagación y el aumento en la velocidad relativa entre los móviles. Las ventajas y desventajas encontradas en la técnica de estimación LS y STA después del trabajo realizado se pueden resumir de la siguiente manera:

- Ventajas del Estimador LS.
 1. Baja complejidad.
 2. Fácil de implementar en hardware. Debido a esto, es el método usado en las tarjetas de red inalámbricas comerciales basadas en el estándar 802.11a/g/n y en los prototipos de tarjetas con tecnología DSRC basadas en el estándar 802.11p.
 3. Buen desempeño en condiciones de baja movilidad.
- Desventajas del Estimador LS.
 1. No hace un correcto seguimiento del estado del canal cuando la velocidad relativa entre los móviles excede los 25 km/h.
 2. Mal desempeño en condiciones de alta movilidad con una frecuencia portadora de 2.4 GHz ó 5.9 GHz.
 3. Poca eficiencia espectral cuando FL es pequeña para actualizar más rápido el estado del canal. Inserción de más bloques de entrenamiento.
- Ventajas del Estimador STA
 1. Diseñado especialmente para sistemas de comunicaciones con tecnología DSRC. Se apega a las especificaciones del estándar IEEE 802.11p.
 2. Buena eficiencia espectral.
 3. Buen seguimiento del estado del canal en situaciones de baja y alta movilidad.
 4. Complejidad no muy alta, ya que no requiere una gran cantidad de operaciones.
- Desventajas del Estimador STA.
 1. Cuando se presentan desvanecimientos en la TF del canal comete errores en la estimación.
 2. Los parámetros β , ω_θ y ψ tienen que ser calculados heurísticamente dependiendo de la rapidez en las variaciones del estado del canal.

5.1. Trabajo Futuro

Dado que en un sistema de comunicaciones vehiculares los desvanecimientos ocasionados por la propagación multitrayectoria y por el aumento en la velocidad relativa entre los móviles es muy común, en un trabajo futuro se planean estudiar técnicas de estimación de canal que realicen un buen seguimiento del estado del canal en distintos ambientes de propagación. Dichas técnicas deben de ser robustas a los desvanecimientos multitrayecto y no

depender de parámetros calculados de forma heurística. Por ejemplo, se podría considerar el uso de técnicas de estimación de canal mediante expansión en funciones base (BEM, por sus siglas en inglés). La técnica de estimación BEM ha sido ampliamente estudiada como una solución para el problema de estimación de canal en entornos con alta movilidad. No obstante, los estudios que se han reportado en la literatura no consideran las restricciones que imponen las especificaciones del estándar IEEE 802.11p. Además, las técnicas de estimación tienen que cumplir con el compromiso entre complejidad y buen desempeño para que su implementación en hardware sea factible.

Bibliografía

- [1] J. B. Kenney, “Dedicated Short-Range Communications DSRC Standards in the United States,” *IEEE Invited Paper*, vol. 99, no. 7, pp. 1162 – 1182, July 2011.
- [2] R. A. Uzcátegui and G. Acosta-Marum, “WAVE: A tutorial,” *IEEE Communications Magazine, Topics in Automotive Networking*, vol. 47, no. 5, pp. 126 – 133, May 2009.
- [3] H. Hartenstein and K. P. Laberteaux, “A tutorial survey on vehicular Ad-Hoc networks,” *IEEE Communications Magazine, Topics in Ad-Hoc and Sensor Networks*, vol. 46, no. 6, pp. 164 – 171, June 2008.
- [4] P. Papadimitratos, A. de La Fortelle, K. Evenssen, R. Brignolo, and S. Cosenza, “Vehicular communication systems: Enabling technologies, applications and future outlook on intelligent transportation,” November 2009. *IEEE Communications Magazine, Topics in Automotive Networking*.
- [5] J. A. Fernández, K. Borries, L. Cheng, V. Kumar, D. D. Stancil, and F. Bai, “Performance of the 802.11p physical layer in vehicle-to-vehicle environments,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 1, pp. 3 – 14, January 2012.
- [6] P. Alexander, D. Haley, and A. Grant, “Outdoor mobile broadband access with 802.11,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 11, pp. 108 – 114, November 2007.
- [7] T. Kella, “Decision-directed channel estimation for supporting higher terminal velocities in OFDM-based WLANs,” *GLOBECOM*, vol. 3, pp. 1306 – 1310, 2003.
- [8] H. Abdulhamid, E. A. Raheem, and K. Tepe, “Channel tracking techniques for OFDM systems in wireless access vehicular environments,” *ISSPA*, pp. 1 – 4, February 2007.
- [9] L. L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications WLANs and Broadcasting*. Wiley, 2003.
- [10] Y. Zhang, I. L. Tan, C. Chun, K. Laberteaux, and A. Bahai, “A differential OFDM approach to coherence time mitigation in DSRC,” *ACM Int. Workshop VANET*, pp. 1 – 6, 2008.

- [11] T. Maehata, M. Imai, K. Tanaka, H. Takahashi, N. Hirakata, A. Kaememura, and N. Yumoto, "DSRC using OFDM for roadside-vehicle communication system," *IEEE 51st VTC Spring Tokio*, vol. 1, pp. 148 – 152, 2000.
- [12] S. Sibecas, C. Corral, S. Emani, G. Stratis, and G. Rasor, "Pseudopilot OFDM scheme for 802.11a and R/A in DSRC applications," *IEEE 58th VTC Fall*, vol. 2, pp. 1234 – 1237, 2003.
- [13] A. W. Fuxjaeger and R. A. Iltis, "Adaptive parameter estimation using paralell Kalman filtering for spread spectrum code and Doppler tracking," *IEEE Transactions Communications*, vol. 42, no. 6, pp. 2227 – 2230, June 1994.
- [14] C. Carlemalm and A. Logothetis, "On detection of double talk and changes in the echo path using a Markov modulated channel estimation," *ASSP, Munich, Germany*, vol. 5, pp. 3869 – 3872, 1997.
- [15] G. B. Giannakis and C. Tepedelenlioglu, "Basis Expansion Models and Diversity Techniques for Blind Identification and Equalization of Time-Varying Channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 1969 – 1986, October 1998.
- [16] J. A. Fernández, D. D. Stancil, and F. Bai, "Dynamic channel equalization for IEEE 802.11p waveforms in the vehicle to vehicle channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology, Communication, Control, and Computing (Allerton), 2010 48th Annual Allerton Conference on*, pp. 542 – 551, September 2010.
- [17] M. K. Ozdemir and H. Arslan, "Channel estimation for wireless OFDM systems," *IEEE Comm. Surveys and Tutorials*, vol. 9, no. 2, pp. 18 – 48, 2nd. Quarter 2007.
- [18] C. A. Gutiérrez, "Análisis simulación de CDMA con factor de esparcimiento variable ortogonal sobre modulación multiportadora, como técnica de acceso en redes inalámbricas de área local," tech. rep., 2005. CICESE, Programa de Posgrado en ciencias, electrónica y telecomunicaciones, Tesis de Mestría.
- [19] R. Blake, *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*. Editorial Thomson, 2004.
- [20] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles Practice*. Prentice-Hall, Inc, second edition ed., 2002.
- [21] B. Sklar, "Communications engineering services part I: Characterization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 7, pp. 90 – 100, September 1997.
- [22] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, fourth edition ed., 2000.

- [23] G. Turin, "Communication through noisy, random multipath channels," tech. rep., May 1956. Thesis (Sc.D.) Massachusetts Institute of Technology. Dept. of Electrical Engineering.
- [24] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943 – 968, July 1993.
- [25] C. A. Gutiérrez, M. Pätzold, A. Sandoval, and C. Delgado-Mata, "On the problems of symbol-spaced tapped-delay-line models for WSSUS channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 5, pp. 920 – 925, June 2012.
- [26] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *The Bell System Technical Journal*, p. 957–1000, July-August 1968.
- [27] C. A. Gutiérrez, M. Pätzold, and C. Delgado-Mata, "An ergodic Sum-of-Cisoids simulator for multiple uncorrelated Rayleigh fading channel under generalized scattering conditions," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 61, no. 5, pp. 2375 – 2382, June 2012.
- [28] A. Abdi, J. A. Barger, and M. Kaveh, "A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 3, pp. 425 – 434, May 2002.
- [29] C. A. Gutiérrez and M. Pätzold, "The design of sum-of-cisoids rayleigh fading channel simulators assuming non-isotropic conditions," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 4, pp. 1308 – 1314, April 2010.
- [30] IEEE, *IEEE Std. 802.11TM-2010 (Revision of IEEE Std 802.11-1999), Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 6: Wireless Access in Vehicular Environments*. IEEE, part 11 ed., 2010.
- [31] O. B. González, "Estudio de la aplicación de técnicas de modulación OFDM para comunicaciones ópticas guiadas en el canal infrarrojo," tech. rep., 2004/2005. Serie de Tesis Doctorales, Soportes Audiovisuales e Informáticos, Universidad de La Laguna.
- [32] A. F. Molish, *Wireless Communications*. Wiley, second edition ed., 2011.
- [33] H. Schulze and C. Lüders, *Theory and applications of OFDM and CDMA, Wideband Wireless communications*. Wiley, first edition ed., 2005.
- [34] T. Jiang and Y. Wu, "An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals," *IEEE Transactions On Broadcasting*, vol. 54, no. 2, pp. 257– 268, January 2008.

- [35] M. Müller, “WLAN 802.11p measurements for vehicle to vehicle (V2V) DSRC,” *Rohde and Schwarz*, vol. MA152Oe, no. 10, pp. 1 –25, September 2009.
- [36] M. Tilal and rashid Minhas, “Effects of jamming on ieee 802.11p systems,” tech. rep., 2010. Master of Science Thesis in Communication Engineering.